



Universidade do Minho

Filipe Alexandre Marques da Costa

**Desenvolvimento de um Conversor
CA-CC Unificado com Características de
Filtro Ativo Paralelo**

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Outubro de 2017

DECLARAÇÃO

Filipe Alexandre Marques da Costa

Endereço eletrónico: a68553@alunos.uminho.pt

Título da Dissertação:

Desenvolvimento de um Conversor CA-CC Unificado com Características de Filtro Ativo Paralelo

Orientador:

Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA
EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO,
QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ____/____/____

Assinatura: _____

“Eu podia ver isso acontecer ou fazer parte disso.”

Elon Musk

Agradecimentos

A elaboração da presente dissertação só foi possível com o apoio e contribuição de uma forma direta e indireta de um conjunto de pessoas, às quais pretendo fazer uma menção e transmitir os meus sinceros agradecimentos.

Desejo agradecer ao meu orientador, Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, num cariz pessoal e profissional. No cariz pessoal, evidencio a amizade que sempre demonstrou para comigo, refletida em palavras de incentivo e motivação constantemente transmitidas, assim como na total confiança revelada nas minhas capacidades. No cariz profissional, evidencio a sua pronta disponibilidade, o apoio, a dedicação, as revisões e sugestões apresentadas no decorrer desta dissertação, bem como pelo conhecimento transmitido.

Pretendo transmitir um agradecimento especial ao Doutorando Tiago Sousa pela disponibilidade para dialogar sobre *power electronics*, assim como pelo pronto auxílio e conselhos prestados no decorrer desta dissertação.

Agradeço a todos os investigadores do GEPE, que contribuíram, de certa forma, com a sua experiência e conhecimento, particularmente ao Mestre Luís Barros e Engenheiro José Cunha pelos conselhos prestados no decorrer desta dissertação.

Agradeço a todos os meus colegas e amigos, que tal como eu, realizaram a dissertação de mestrado no GEPE: Pedro Serôdio, Cristian Costa, Rafael Duarte, Luís Moreira, André Oliveira, João Silva, Cesar Salgado, Jorge Silva e João Pinto pelos momentos de entreajuda, partilha de conhecimento e pelo bom ambiente de trabalho proporcionado.

Desejo agradecer à minha família, pelo apoio e pelo amor incondicional que me demostram. Aos meus pais, especialmente pelos esforços realizados para me oferecerem as melhores condições possíveis para a realização do meu percurso académico. Às minhas irmãs, especialmente pelo apoio, incentivo e orgulho sempre demonstrado.

Por fim, agradeço a todos os meus colegas e amigos que não se encontram aqui mencionados, mas que, de uma forma, ou de outra, contribuíram para o meu sucesso a nível pessoal e académico.

Resumo

Com o acentuado crescimento tecnológico das últimas décadas, a energia elétrica assume uma posição cada vez mais relevante e imprescindível, sendo que, hoje em dia, muito dificilmente alguém abdicaria dela, principalmente, considerando as necessidades energéticas de bens essenciais como eletrodomésticos e luz elétrica, assim como de sistemas audiovisuais e informáticos. Contudo, normalmente, estes equipamentos comportam-se como cargas não-lineares para a rede elétrica, apresentando elevado conteúdo harmónico, que se traduz em efeitos prejudiciais à qualidade da energia elétrica (QEE). Também relevante, é a crescente aposta em veículos elétricos (VEs) recorrendo a baterias como fonte primária ou secundária de energia, convergindo para o novo paradigma de mobilidade elétrica. Porém, com a crescente aposta neste tipo de transportes também podem surgir problemas de QEE provenientes do impacto dos sistemas de carregamento de baterias na rede elétrica que, muitas vezes, apresentam um perfil de carga não-linear.

Enquadrada nas vertentes da mobilidade elétrica e da QEE, esta dissertação visa o desenvolvimento de uma nova topologia de conversor CA-CC unificado com características de filtro ativo de potência do tipo paralelo monofásico. Desta forma, assumindo a existência de um conversor CC-CC como elemento intermédio entre o conversor CA-CC proposto e as baterias de VEs, o conversor proposto possibilita dois modos de operação distintos e independentes, mas que também podem ser combinados: operação de carregamento de baterias (CB); operação como filtro ativo paralelo (FAP) do tipo monofásico; e operação simultânea dos modos CB e FAP. Nos três modos de operação, o conversor proposto permite operar com corrente controlada no lado da rede elétrica, controlar o fator de potência e regular a tensão dos barramentos CC. Ao longo da dissertação são apresentados um estudo do estado-da-arte sobre conversores do tipo *power factor correction* e respetivas estratégias de controlo, o modelo de simulação detalhado do conversor proposto, a implementação laboratorial do protótipo do conversor proposto e, por fim, a validação experimental que permitiu corroborar os resultados de simulação e os objetivos propostos.

Palavras-Chave: Veículos Elétricos, Qualidade da Energia Elétrica, Carregador de Baterias, Filtro Ativo Paralelo, Conversor Monofásico Unificado.

Abstract

With the accentuated technological growth of the last decades, electrical energy assumes an increasingly important and indispensable position, and nowadays it is very difficult for anyone to give up on it, especially considering the energy needs of essential goods such as electric appliances and electric light, as well as audiovisual and computer systems. However, these devices usually behave as non-linear loads for the power grid, presenting high harmonic content, which is manifested in effects that are detrimental to the power quality (PQ). Also relevant is the growing focus on electric vehicles (EVs) using batteries as a primary or secondary source of energy, converging to the new paradigm of electric mobility. However, with the increasing focus on this type of transport, PQ problems can also arise from the impact of battery charging systems on the power grid, which often have a non-linear load profile.

Inserted in the aspects of electric mobility and the QEE, this dissertation proposes the development of a new converter topology unified with single-phase shunt active power filter characteristics. Assuming a DC-DC converter as interface between the proposed AC-DC converter and the EV batteries, the proposed converter allows two different and independent operating modes, but they can also be combined: battery charging operation (BC); operation as shunt active power filter (SAPF); and simultaneous operation of BC and SAPF modes. In the three modes, the proposed converter allows the operation with controlled current in the power grid side, controlled the power factor and regulate the DC-link voltage. Throughout the dissertation is presented a study of the state of the art on power factor correction converters and their control strategies, the detailed simulation model of the proposed converter, the laboratory implementation of the prototype of the proposed converter and, finally, the experimental validation that allowed to corroborate the results and the proposed objectives.

Keywords: Electric Vehicles, Power Quality, Battery Charger, Shunt Active Power Filter, Unified Single-Phase Converter.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas	xix
Acrónimos e Siglas	xxi
Nomenclatura.....	xxiii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Energia e Mobilidade Elétrica	1
1.2 Qualidade da Energia Elétrica	2
1.2.1 Harmónicos de Corrente	5
1.2.2 Fator de Potência	7
1.2.3 Filtros Ativos de Potência.....	8
1.3 Enquadramento	9
1.4 Motivações.....	11
1.5 Organização da Dissertação	12
Capítulo 2 Conversores de Eletrónica de Potência CA-CC.....	13
2.1 Introdução	13
2.2 Conversor não Controlado a Díodos	14
2.3 Conversores CA-CC Unidireccionais PFC.....	15
2.3.1 Conversor <i>Boost</i> Unidirecional.....	16
2.3.2 Conversor <i>Buck</i> Unidirecional.....	17
2.3.3 Conversor <i>Buck-Boost</i> Unidirecional	18
2.3.4 Conversor Multinível Unidirecional	19
2.4 Conversores CA-CC Bidireccionais PFC	21
2.4.1 Conversor <i>Half-Bridge</i>	22
2.4.2 Conversor <i>Boost</i> Bidirecional	23
2.4.3 Conversor <i>Buck</i> Bidirecional	24
2.4.4 Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	26
2.4.5 Conversor Multinível Bidirecional	27
2.5 Conclusões	29
Capítulo 3 Estratégias de Controlo para Conversores de Eletrónica de Potência CA-CC.....	31
3.1 Introdução	31
3.2 Teorias de Potência	31
3.2.1 Teoria de Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)	32
3.2.2 Teoria <i>p-q</i>	33
3.2.3 Teoria de Controlo Através da Tensão do Barramento CC	35
3.2.4 Teoria de Potência por Transformada de Fourier	35
3.3 Técnicas de Controlo de Corrente.....	37
3.3.1 Controlo de Corrente por Histerese	37
3.3.2 Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	38
3.3.3 Controlo de Corrente PI Estacionário com Modulação SPWM.....	40
3.3.4 Controlo de Corrente <i>Feedforward</i>	41

3.3.5	Controlo de Corrente Preditivo.....	42
3.4	Técnicas de Modulação PWM.....	44
3.4.1	Modulação SPWM Bipolar.....	45
3.4.2	Modulação SPWM Unipolar.....	46
3.5	Conclusões.....	47
Capítulo 4	Simulações Computacionais do Conversor CA-CC.....	49
4.1	Introdução.....	49
4.2	Topologia do Conversor CA-CC Proposto.....	50
4.3	Modelo de Simulação do Conversor CA-CC Proposto.....	51
4.4	Sistema de Controlo do Conversor CA-CC Proposto.....	52
4.4.1	<i>Phase-Locked Loop</i>	53
4.4.2	Técnica de Controlo de Corrente.....	55
4.4.3	Controlo da Tensão dos Barramentos CC.....	56
4.4.4	Teoria de Potência.....	58
4.5	Resultados de Simulação do Conversor CA-CC Proposto.....	61
4.5.1	Resultados de Simulação: Carregador de Baterias.....	61
4.5.2	Resultados de Simulação: Filtro Ativo Paralelo.....	67
4.5.3	Resultados de Simulação: Carregador de Baterias e Filtro Ativo Paralelo.....	78
4.6	Conclusões.....	81
Capítulo 5	Implementação do Conversor CA-CC.....	83
5.1	Introdução.....	83
5.2	Sistema de Controlo.....	83
5.2.1	Sensor de Tensão.....	85
5.2.2	Sensor de Corrente.....	86
5.2.3	Condicionamento de Sinal e Proteção.....	87
5.2.4	Circuito de Comando.....	89
5.2.5	Placa de DAC.....	90
5.2.6	Plataforma Digital de Controlo.....	90
5.3	Sistema de Potência.....	93
5.3.1	Conversor CA-CC Proposto.....	94
5.3.2	Circuito de <i>Driver</i>	100
5.3.3	Interface com a Rede Elétrica.....	101
5.4	Conclusões.....	102
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Conversor CA-CC.....	105
6.1	Introdução.....	105
6.2	Testes de Validação de Hardware e Software.....	106
6.2.1	Validação Experimental em Malha Aberta de Tensão.....	110
6.2.2	Validação Experimental em Malha Fechada de Tensão.....	114
6.3	Resultados Experimentais: Carregador de Baterias.....	115
6.4	Resultados Experimentais: Filtro Ativo Paralelo.....	121
6.5	Resultados Experimentais: Carregador de Baterias e Filtro Ativo Paralelo.....	132
6.6	Resultados Experimentais: Rendimento do Conversor USP.....	138
6.7	Conclusões.....	143
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro.....	145
7.1	Conclusões Gerais.....	145
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	149
	Lista de Referências.....	151

Lista de Figuras

Figura 1.1 Sinal com distorção harmónica: (a) Sinal distorcido; (b) Decomposição do sinal distorcido.	5
Figura 1.2 Espectro harmónico do sinal apresentado anteriormente.	6
Figura 1.3 Diagrama de blocos de um FAP.	9
Figura 2.1 Conversor CA-CC a díodos em ponte completa.	15
Figura 2.2 Conversor <i>boost</i> unidirecional PFC.	16
Figura 2.3 Conversor <i>buck</i> unidirecional PFC.	18
Figura 2.4 Conversor <i>buck-boost</i> unidirecional PFC.	19
Figura 2.5 Conversor multinível unidirecional PFC.	20
Figura 2.6 Conversor <i>half-bridge</i> bidirecional PFC.	22
Figura 2.7 Conversor <i>boost</i> bidirecional PFC.	24
Figura 2.8 Conversor <i>buck</i> bidirecional PFC.	25
Figura 2.9 Conversor <i>buck-boost</i> bidirecional PFC.	26
Figura 2.10 Conversor multinível bidirecional PFC.	28
Figura 3.1 Modelo de um sistema monofásico: (a) Modelo elétrico; (b) Modelo equivalente para a teoria FBD.	32
Figura 3.2 Diagrama de blocos da teoria <i>p-q</i> para sistemas monofásicos.	33
Figura 3.3 Diagrama de blocos da teoria de controlo através da tensão do barramento CC.	35
Figura 3.4 Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.	38
Figura 3.5 Diagrama de blocos do controlo de corrente por PS.	39
Figura 3.6 Diagrama de blocos do controlo de corrente PI com modulação SPWM.	40
Figura 3.7 Diagrama de blocos do controlo de corrente <i>feedforward</i>	41
Figura 3.8 Diagrama de blocos do modelo geral do controlo de corrente preditivo.	42
Figura 3.9 Princípio de funcionamento da modulação PWM.	45
Figura 3.10 Lógica de controlo da modulação SPWM bipolar.	45
Figura 3.11 Princípio de funcionamento da modulação SPWM bipolar.	46
Figura 3.12 Lógica de controlo da modulação SPWM unipolar.	46
Figura 3.13 Princípio de funcionamento da modulação SPWM unipolar.	47
Figura 4.1 Esquema elétrico completo do andar de potência.	50
Figura 4.2 Interface gráfico do ambiente de simulação PSIM.	52
Figura 4.3 Diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL.	53
Figura 4.4 Sinal gerado pela PLL sincronizada com a tensão da rede eléctrica: (a) Tensão da rede eléctrica com THD _{%f} de 1,84% e sinal obtido da PLL com THD _{%f} de 0,2%; (b) Tensão da rede eléctrica com THD _{%f} de 17,1% e sinal obtido da PLL com THD _{%f} de 0,8%.	54
Figura 4.5 Resposta dinâmica em amplitude e frequência da PLL.	55
Figura 4.6 Corrente na rede eléctrica utilizando três técnica de controlo de corrente: (a) PS; (b) PI; (c) Preditivo.	55
Figura 4.7 Etapas de controlo de V_{DC} do conversor USP proposto.	57
Figura 4.8 Tensão na rede eléctrica (v_g) e corrente no conversor (i_{conv}) durante as três etapas de controlo de V_{DC}	58

Figura 4.9 Diagrama de blocos do controlo do conversor USP.	58
Figura 4.10 Tensão da rede elétrica e corrente na carga não-linear (ponte retificadora a díodos com filtro capacitivo e indutância série).	60
Figura 4.11 Corrente de referência (i_{conv}^*) calculada e corrente produzida pelo conversor proposto (i_{conv}).	60
Figura 4.12 Tensão e corrente no lado da rede elétrica após compensação.	60
Figura 4.13 Esquema elétrico do andar de potência para o modo de CB simulado em PSIM.	61
Figura 4.14 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Corrente na rede elétrica; (b) Corrente à saída do conversor BAR; (c) Corrente no conversor FWR.	63
Figura 4.15 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: Corrente na rede (i_g), corrente à saída do conversor (i_{conv}) e correntes no conversor FWR.	64
Figura 4.16 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Tensão e corrente na rede elétrica; (b) Tensão nos condensadores dos barramentos CC; (c) Corrente absorvida pela resistência de carga.	65
Figura 4.17 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Corrente no conversor BAR sem indutância à saída; (b) Corrente no conversor BAR com indutância de 10 μ H à saída.	66
Figura 4.18 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) tensão e corrente na rede elétrica; (b) tensão nos condensadores dos barramentos CC.	66
Figura 4.19 Esquema elétrico do andar de potência do FAP simulado em PSIM.	67
Figura 4.20 Resultados de simulação em regime permanente do FAP a compensar uma carga RL: (a) Tensão na rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_{ld}); (b) Tensão (v_g) e corrente na rede elétrica (i_g).	68
Figura 4.21 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar uma carga RL: corrente na carga (i_{ld}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica.	69
Figura 4.22 Resultados de simulação em regime permanente do FAP a compensar um retificador com carga RC: (a) Tensão e corrente na carga; (b) Tensão e corrente na rede elétrica.	70
Figura 4.23 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar um retificador com carga RC: (a) corrente na carga (i_{ld}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica; (b) corrente de compensação (i_{conv}) e corrente de referência (i_{conv}^*).	71
Figura 4.24 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: tensão nos condensadores dos barramentos CC quando o FAP está a compensar um retificador com carga RC.	71
Figura 4.25 Resultados de simulação em regime permanente durante o modo de operação FAP a compensar um retificador com carga RL: (a) Tensão da rede elétrica e corrente na carga; (b) Tensão da rede elétrica e corrente na rede elétrica.	72
Figura 4.26 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar um retificador com carga RL: (a) corrente na carga (i_{ld}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica; (b) corrente de compensação (i_{conv}) e corrente de referência (i_{conv}^*).	73
Figura 4.27 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: Tensão nos condensadores dos barramentos CC quando o FAP está a compensar um retificador com carga RL.	73
Figura 4.28 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP: (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.	74
Figura 4.29 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: Balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser adicionada a segunda carga ao sistema.	75
Figura 4.30 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP (com proteção): (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.	76
Figura 4.31 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser adicionada a segunda carga ao sistema.	77

Figura 4.32 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP: (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.	77
Figura 4.33 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser retirada a segunda carga ao sistema.	78
Figura 4.34 Esquema elétrico do andar de potência para o modo de CB e FAP simulado em PSIM.	79
Figura 4.35 Resultados de simulação dos valores de corrente e tensão durante o modo de operação CB+FAP: (a) tensão nos condensadores dos barramentos CC; (b) corrente absorvida pela resistência de carga.	80
Figura 4.36 Resultados de simulação em regime permanente no modo de operação CB+FAP: (a) Tensão e corrente na carga; (b) Tensão e corrente na rede elétrica.	80
Figura 5.1 Diagrama de blocos dos elementos constituintes do conversor proposto.	84
Figura 5.2 <i>Rack</i> do sistema de controlo para o conversor proposto.	85
Figura 5.3 Placa do sensor de tensão.	86
Figura 5.4 Placa do sensor de corrente.	87
Figura 5.5 Placa do condicionamento de sinal e proteção.	89
Figura 5.6 Placa de comando.	89
Figura 5.7 Placa de DAC.	90
Figura 5.8 Placas de desenvolvimento e suporte do DSP TMS320F28335.	91
Figura 5.9 Ambiente de trabalho do <i>Code Composer Studio</i> v6.	92
Figura 5.10 Fluxograma geral do sistema de controlo.	93
Figura 5.11 Intergeração do sistema de potência do conversor proposto.	94
Figura 5.12 Esquemático da PCB do circuito de potência desenvolvido no <i>PADS Logic</i>	96
Figura 5.13 <i>Layout</i> da PCB do circuito de potência desenvolvida no <i>PADS Layout</i>	97
Figura 5.14 Vista superior da PCB do circuito de potência desenvolvida.	98
Figura 5.15 Vista inferior da PCB do circuito de potência desenvolvida.	99
Figura 5.16 Vista lateral da PCB do circuito de potência desenvolvida.	100
Figura 5.17 Placa de circuito de <i>driver</i>	101
Figura 5.18 Bobina de acoplamento à rede elétrica.	102
Figura 6.1 Bancada de trabalho para realização de testes e obtenção dos resultados experimentais.	106
Figura 6.2 Circuito de potência para obtenção de resultados experimentais.	107
Figura 6.3 Resultados experimentais da PLL implementada: (a) resultado em regime transitório; (b) resultado em regime permanente.	108
Figura 6.4 Resultados experimentais dos sinais de tensão <i>gate</i> -emissor nos IGBTs.	109
Figura 6.5 Resultados experimentais da teoria de potência FBD: (a) Corrente na carga, corrente de referência e corrente teórica na rede elétrica; (b) Tensão e corrente teórica na rede elétrica.	109
Figura 6.6 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP com carga resistiva e controlo de corrente PS.	110
Figura 6.7 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP conectado à rede elétrica (injetar) e controlo de corrente PS.	111
Figura 6.8 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP conectado à rede elétrica (retificador ativo) e controlo de corrente PS: (a) resultado em regime transitório; (b) resultado em regime permanente.	112
Figura 6.9 Resultados experimentais das técnicas de modulação PWM: (a) modulação bipolar; (b) modulação unipolar.	113
Figura 6.10 Resultados experimentais das técnicas de controlo de corrente: (a) controlo de corrente PI; (b) controlo de corrente preditivo.	113

Figura 6.11 Resultados experimentais dos estágios de controlo de tensão dos barramentos CC do conversor USP.	115
Figura 6.12 Resultados experimentais de validação em malha fechada do conversor USP conectado à rede elétrica (retificador ativo): (a) com controlo de corrente PI; (b) com controlo de corrente preditivo.	115
Figura 6.13 Resultados experimentais durante o modo de operação CB (Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	116
Figura 6.14 FPT e potências no sistema monofásico (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	117
Figura 6.15 Espectro harmónico da corrente na rede elétrica (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	117
Figura 6.16 Resultados experimentais durante o modo de operação CB: Tensão e corrente na rede elétrica, corrente à saída do conversor BAR e tensão nos barramentos CC.....	118
Figura 6.17 Resultados experimentais durante o modo de operação CB (Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	119
Figura 6.18 FPT e potências no sistema monofásico (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	119
Figura 6.19 Espectro harmónico da corrente na rede elétrica (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	120
Figura 6.20 Resultados experimentais durante o modo de operação CB: Tensão e corrente na rede elétrica, corrente à saída do conversor BAR e tensão nos barramentos CC.....	120
Figura 6.21 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	122
Figura 6.22 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	122
Figura 6.23 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC.	122
Figura 6.24 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP; (b) $FP < 1(ind)$	123
Figura 6.25 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	123
Figura 6.26 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	124
Figura 6.27 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	124
Figura 6.28 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	125

Figura 6.29 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.....	126
Figura 6.30 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	126
Figura 6.31 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	127
Figura 6.32 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	127
Figura 6.33 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	128
Figura 6.34 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): (a) Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.....	128
Figura 6.35 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	129
Figura 6.36 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	129
Figura 6.37 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	130
Figura 6.38 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	130
Figura 6.39 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.....	131
Figura 6.40 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	131
Figura 6.41 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	132
Figura 6.42 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	133
Figura 6.43 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	133
Figura 6.44 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Tensão na rede elétrica, correntes sintetizadas pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada e injetada pelo conversor USP.	134

Figura 6.45 Resultados experimentais durante o modo de operação CB + FAP: Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	135
Figura 6.46 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	135
Figura 6.47 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	136
Figura 6.48 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.	136
Figura 6.49 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Tensão na rede elétrica, correntes sintetizadas pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada e injetada pelo conversor USP.	137
Figura 6.50 Resultados experimentais durante o modo de operação CB + FAP: Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	138
Figura 6.51 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.	138
Figura 6.52 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação CB.	139
Figura 6.53 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB: (a) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 115 V; (b) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 230 V.	139
Figura 6.54 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação FAP.	140
Figura 6.55 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação FAP: (a) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 115 V; (b) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 230 V.	140
Figura 6.56 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação CB+FAP.	141
Figura 6.57 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP: Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V.	142
Figura 6.58 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP: (a) Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V; (b) Potência ativa a montante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V.	142
Figura 6.59 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP: Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V.	142
Figura 6.60 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP: (a) Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V; (b) Potência ativa a montante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V.	142

Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Tabela de estados do conversor <i>boost</i> unidirecional PFC.	17
Tabela 2.2. Tabela de estados do conversor <i>buck</i> unidirecional PFC.	18
Tabela 2.3. Tabela de estados do conversor <i>buck-boost</i> unidirecional PFC.	19
Tabela 2.4. Tabela de estados do conversor multinível unidirecional PFC.	20
Tabela 2.5. Tabela de estados do conversor <i>half-bridge</i> bidirecional PFC.	23
Tabela 2.6. Tabela de estados do conversor <i>boost</i> bidirecional PFC.	24
Tabela 2.7. Tabela de estados do conversor <i>buck</i> bidirecional PFC.	25
Tabela 2.8. Tabela de estados do conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional.	27
Tabela 2.9. Tabela de estados do conversor multinível bidirecional PFC.	28
Tabela 4.1. Tabela de estados do conversor USP.	51
Tabela 4.2. Comparação de técnicas de controlo de corrente.	56
Tabela 4.3. Especificações do sistema de carregamento de baterias para o modo de CB.	62
Tabela 4.4. Especificações do andar de potência do FAP.	67
Tabela 4.5. Valor de THD, corrente eficaz e fator de potência do sistema elétrico com carga RL.	69
Tabela 4.6. Valor de THD, corrente eficaz e FPT do sistema elétrico com carga constituída por retificador com carga RC.	70
Tabela 4.7. Valor de THD, corrente eficaz e FPT do sistema elétrico com carga constituída por retificador com carga RL.	72
Tabela 4.8. Especificações do sistema para o modo de CB e FAP.	79
Tabela 4.9. Valor de THD, corrente eficaz e fator de potência do sistema elétrico.	81

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ASD	<i>Adjustable Speed Drive</i>
BAR	<i>Bidirectional Active Rectifier</i>
BESS	<i>Battery Energy Storage Systems</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CA	Corrente Alternada
CB	Carregador de Baterias
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série
FBD	<i>Fryze–Buchholz–Depenbrock</i>
FCEV	<i>Fuel Cell Electric Vehicles</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FP	Fator de Potência
FPT	Fator de Potência Total
FWR	<i>Full-Wave Rectifier</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
G2V	<i>Grid -to-Vehicle</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicles</i>

PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PS	<i>Periodic Sampling</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
USP	<i>Unified Single-Phase</i>
VE	Veículo Elétrico
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>

Nomenclatura

f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_s	Frequência de amostragem	Hz
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
I_B	Valor eficaz da corrente na resistência conectada ao conversor FWR	A
i_{comp}	Valor instantâneo da corrente de compensação	A
i_{comp}^*	Valor instantâneo da referência de corrente de compensação	A
i_{conv}	Valor instantâneo da corrente no conversor USP	A
i_{conv}^*	Valor instantâneo da referência de corrente no conversor USP	A
i_g	Valor instantâneo da corrente na rede elétrica	A
i_g^*	Valor instantâneo da referência de corrente na rede elétrica	A
i_{Ge}	Valor instantâneo da corrente na condutância equivalente	A
i_{ld}	Valor instantâneo da corrente na carga ligada à rede elétrica	A
L_g	Parte indutiva da reatância de linha desde o ponto de produção até ao ponto de consumo da energia elétrica	H
P	Valor médio da potência ativa	W
P_{reg}	Valor médio da potência para regular a tensão do barramento CC	W
P_{bat}	Valor médio da potência na bateria	W
R_g	Parte resistiva da reatância de linha desde o ponto de produção até ao ponto de consumo da energia elétrica	Ω
v_g	Valor instantâneo da tensão na rede elétrica	V
v_g^*	Valor instantâneo da referência de tensão na rede elétrica	V
V_G	Valor eficaz da tensão na rede elétrica	V
V_{DC}	Valor de tensão do barramento CC	V
V_{DC}^*	Valor da referência de tensão do barramento CC	V
V_{DC1}	Valor eficaz de tensão no barramento CC do conversor BAR	V
V_{DC2}	Valor eficaz de tensão no barramento CC do conversor FWR	V
v_{pll}	Valor instantâneo do sinal da PLL em fase com a tensão da rede elétrica	V
VP_{PLL}	Valor de amplitude de tensão do sinal da PLL	V

Capítulo 1

Introdução

1.1 Energia e Mobilidade Elétrica

Aquando do aparecimento dos primeiros veículos elétricos (VEs) no início do século XX, acreditava-se que iriam revolucionar o paradigma da mobilidade. Inicialmente tal facto parecia ter fundamento, entretanto, surgiram várias condicionantes, principalmente ao nível da autonomia, do armazenamento de energia, da conversão de energia e também pelo aparecimento de veículos com motores de combustão interna, fazendo esmorecer uma possível era promissora para os VEs [1]. Ao longo das últimas décadas o consumo energético no setor dos transportes acentuou-se, sendo que em Portugal, no ano de 2013, o consumo energético no setor dos transportes situava-se nos 36%, representando o principal consumidor de energia, onde parte dessa energia era proveniente de fontes de energia não renováveis, como o petróleo [2]. Porém, o aumento dos preços dos combustíveis fósseis e de todas as implicações ambientais associadas, juntamente com o constante desenvolvimento tecnológico na área da eletrónica de potência, permitiu que os veículos com sistemas de propulsão elétrica demonstrassem novamente o elevado potencial outrora estagnado [1].

Assim, com a promissora mudança no paradigma dos transportes, as empresas mais conceituadas da indústria automóvel já têm disponíveis comercialmente vários modelos de VEs com autonomias bastante aceitáveis para a maioria dos utilizadores (tipicamente superiores a 100 km). Como é disso exemplo a *Tesla (Roadster, Model S, Model X e Model 3)*, *Nissan (Leaf)*, *Peugeot (iOn)*, *Mitsubishi (i-MiEV)*, *BMW (i3)*, *Mercedes (Classe B Electric Drive)*, *Opel (Ampera)*, *Citroen (C-Zero)*, *Renault (Kangoo ZE)*, e *Volkswagen (E-Golf)* [3]. Este facto deve-se à capacidade das baterias, principalmente da tecnologia de lítio, que possuem uma densidade de energia significativamente maior que as baterias utilizadas anteriormente nos primeiros modelos de VEs, como era o caso das baterias de chumbo-ácido [4]. Neste sentido, é previsível que o número de VEs (incluindo os veículos híbridos elétricos *plug-in*) continue a crescer ao longo das próximas décadas. A título de exemplo, para os Estados Unidos da América está previsto que em 2030 as vendas de VEs representem 64% das vendas de veículos ligeiros e 24% da frota de veículos pesados [5].

De acordo com outro estudo apresentado em [6] é previsível que em 2020 o número de VEs a circular seja superior a 35 milhões em todo o mundo.

Neste contexto, as atuais redes elétricas estão perante um novo desafio, visto que não foram projetadas para suportar a introdução massiva de VEs. Estes veículos utilizam a energia armazenada nas baterias que se encontram instaladas internamente, sendo carregadas a partir da rede de distribuição elétrica. No entanto, estas não podem ser carregadas de uma forma direta a partir da rede elétrica, sendo necessário converter a tensão alternada sinusoidal proveniente da rede elétrica em tensão contínua. Para tal são utilizados conversores CA-CC, sendo que os mais simples utilizam pontes retificadoras não controladas com filtros capacitivos para retificar a tensão alternada, processo que produz efeitos indesejáveis, como consumo de corrente não-sinusoidal com fator de potência reduzido [6][7]. Assim, com a introdução dos VEs na rede elétrica é extremamente importante que estes não acentuem problemas de qualidade da energia elétrica, caso contrário, se a corrente apresentar distorção harmónica, as quedas de tensão nas impedâncias de linha também apresentarão, fazendo com que a tensão nos pontos de acoplamento das cargas à rede elétrica também apresentem distorção harmónica [3].

Com vista a melhorar a QEE foram criadas normas como IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 e IEEE 519-2014, que estabelecem limites de conteúdo harmónico que pode ser produzido pelos equipamentos eletrónicos [8]. Visto que os prejuízos económicos resultantes dos problemas de QEE são bastante elevados, foram surgindo várias topologias de conversores CA-CC que permitem controlar a corrente no lado CA e consequentemente, obter um fator de potência próximo da unidade. Estes conversores estão identificados na literatura como *power factor correction converters* (PFC) [6][7].

1.2 Qualidade da Energia Elétrica

A energia elétrica é fundamental para todos os setores de atividade económica e social, sendo utilizada de uma forma massiva no nosso quotidiano. Desta forma, a qualidade de energia elétrica (QEE) é atualmente alvo de muita atenção por parte de produtores, distribuidores e consumidores de energia elétrica [9]. Inicialmente, o conceito de QEE estava relacionado com o fornecimento contínuo de energia elétrica, pelo que a prioridade era relativa a manter os valores de tensão e frequência dentro de limites estipulados [10]. Contudo, a investigação na área das micro e nano tecnologias verificada nas últimas décadas permitiu o desenvolvimento de semicondutores de potência mais rápidos e com menores perdas de operação, possibilitando a otimização de processos ao nível do tamanho,

peso, rendimento, controlabilidade e custo, permitindo inclusive a execução de tarefas anteriormente inexecutáveis [11]. Porém esta evolução tecnológica não acarretou só vantagens, uma vez que os dispositivos baseados em semicondutores de potência podem comportar-se como cargas não-lineares, sendo responsáveis por provocar diversos problemas nos sistemas elétricos que se podem propagar tanto para jusante como para montante destas [9][12]. De seguida, a título de exemplo, são apresentados alguns dos problemas de qualidade de energia elétrica mais frequentes nos sistemas elétricos e sua classificação de acordo com as normas aplicáveis, com exceção dos harmónicos de corrente e do fator de potência que serão expostos com maior pormenor posteriormente neste item:

- Interrupção da alimentação - A norma NP EN 50160 define uma interrupção como uma situação em que a tensão de alimentação no ponto de entrega atinge valores inferiores a 10% da tensão nominal [13][14].
- Cava de Tensão - A norma NP EN 50160 define uma cava de tensão como uma diminuição brusca da tensão de alimentação para um valor compreendido entre 90% e 1% da tensão nominal, seguida de um restabelecimento da tensão num curto intervalo de tempo [13][14].
- Sobretensão – Uma sobretensão é definida como um aumento da tensão de alimentação. Podem existir sobretensões temporárias à frequência industrial (causadas tipicamente por defeitos na rede) ou sobretensões transitórias entre os condutores ativos e a terra (causadas tipicamente por descargas atmosféricas ou manobras de rede) [13][14].
- Harmónicos de tensão - Um harmónico de tensão é um sinal sinusoidal cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental da tensão de alimentação. Os harmónicos de tensão são causados principalmente pelas cargas não lineares ligadas à tensão da rede. As correntes harmónicas, ao circularem através das impedâncias de linha dão origem a tensões harmónicas, estas podem ser quantificadas individualmente, pelo valor da amplitude de um harmónico individual, ou globalmente pelo valor da distorção harmónica total (*total harmonic distortion* - THD). A norma NP EN 50160 estabelece que em condições normais a distorção harmónica total não deve ultrapassar 8% [13][14][15].
- Micro-cortes na tensão - Os micro-cortes (*notches*) são perturbações na forma de onda da tensão de alimentação com uma duração normalmente inferior a 1 ms. Este tipo de perturbação é normalmente provocada pela comutação de semicondutores de potência [14][15].

- Variação da frequência da tensão - Em Portugal, o valor nominal da frequência da tensão de alimentação é 50 Hz. Em condições normais de exploração existe uma tolerância admissível para o valor médio da frequência da fundamental durante 95% do tempo semanal de $\pm 1\%$, como estipulado na norma NP EN 50160 [14][15].
- Flutuação da tensão - A flutuação da tensão de alimentação provoca variações na luminância das lâmpadas produzindo um fenómeno luminoso chamado tremulação (*flicker*). A norma NP EN 50160 estabelece que em condições normais de exploração, para qualquer período de uma semana, a severidade de longa duração (Plt: equivalente a um intervalo de 2 horas) causada por flutuações de tensão deve ser $Plt < 1$ durante 95% do tempo [14][15].

Com base nestes problemas, e com a abundância de equipamentos de eletrónica de potência, tanto no ambiente industrial como no doméstico, têm surgido vários estudos sobre os impactos negativos associados às cargas não-lineares, cujos resultados apresentam custos generalizados com o consumo de energia elétrica cada vez mais elevados [16][17]. Assim, o conceito de QEE, que remonta a uma época em que as cargas utilizadas nos sistemas elétricos eram lineares, ou seja, consumiam correntes com a mesma forma de onda da tensão elétrica, adquiriu uma dimensão mais alargada tendo em conta fatores relativos aos níveis de distorção harmónica nas tensões fornecidas, bem como os níveis de distorção harmónica nas correntes dos equipamentos ligados à rede elétrica.

De forma a efetuar compensações, principalmente a nível de harmónicas de corrente e de potência reativa têm sido utilizados filtros passivos do tipo LC [18]. Estes filtros, também denominados de filtros passivos sintonizados, são compostos por uma bobina e por um condensador, que são dimensionados de forma a criar um caminho de baixa impedância para um determinado harmónico de corrente. Os filtros passivos LC apresentam como principais vantagens a simplicidade de implementação, custo reduzido e ausência de sistemas de controlo [19]. Contudo, são afetados por variações da impedância ou da tensão da fonte de energia elétrica, podendo criar ressonâncias e não são adequados para sistemas dinâmicos [20][21][22]. Neste contexto, os filtros ativos de potência surgem como das melhores formas de compensar os problemas de QEE, possuindo uma rápida resposta temporal e capazes de superar as limitações das soluções mais tradicionais. Dependendo da topologia de filtro ativo de potência, é possível compensar problemas nas tensões (utilizando um filtro ativo série – FAS) ou nas correntes de um determinado sistema elétrico (utilizando um filtro ativo paralelo – FAP), sendo ainda possível compensar

simultaneamente problemas nas tensões e correntes (utilizando a combinação de um FAS com um FAP, designado por *unified power quality conditioner* (UPQC) [23].

1.2.1 Harmónicos de Corrente

De acordo com a análise de Fourier, qualquer sinal periódico pode ser representado por uma série de sinais sinusoidais. O termo harmónico traduz assim uma componente sinusoidal de um sinal periódico contendo uma frequência múltipla inteira da frequência fundamental. Sendo o múltiplo interior denominado de ordem do harmónico [24][25]. Na Figura 1.1(a) é possível observar um sinal distorcido. Na Figura 1.1(b) é possível observar a sua decomposição em vários sinais sinusoidais, com frequências múltiplas da frequência fundamental e com diferentes amplitudes.

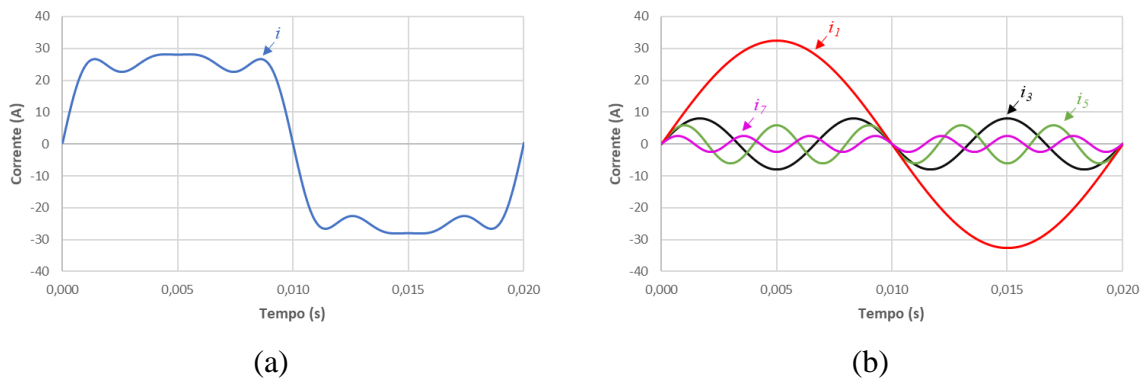


Figura 1.1 Sinal com distorção harmónica: (a) Sinal distorcido; (b) Decomposição do sinal distorcido.

Para um sinal com n harmónicos, o seu valor eficaz (*root mean square* – RMS) de corrente pode ser calculado através do valor eficaz de corrente de cada frequência individual recorrendo à equação (1.1) [26][27].

$$I = \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (1.1)$$

A distorção de uma forma de onda pode ser medida quantitativamente através do valor da distorção harmónica total (*total harmonic distortion* – THD), podendo ser calculado em termos absolutos ou relativos. O THD% em termo relativo apresentado em relação à componente fundamental (THD_{%f}) é o mais utilizado. Este pode ser calculado recorrendo à equação (1.2), que traduz a relação entre as amplitudes dos harmónicos e da fundamental, podendo exceder o valor 100% [26][27].

$$\text{THD}_{\%f} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} 100\% \quad (1.2)$$

Uma forma para analisar um sinal com harmônicos é recorrer à análise espectral, onde o sinal é convertido para o domínio das frequências através de um algoritmo denominado (*fast fourier transform* – FFT), sendo assim possível analisar cada harmônico individualmente. Na Figura 1.2 é possível observar o espectro harmônico do sinal apresentado na Figura 1.1.

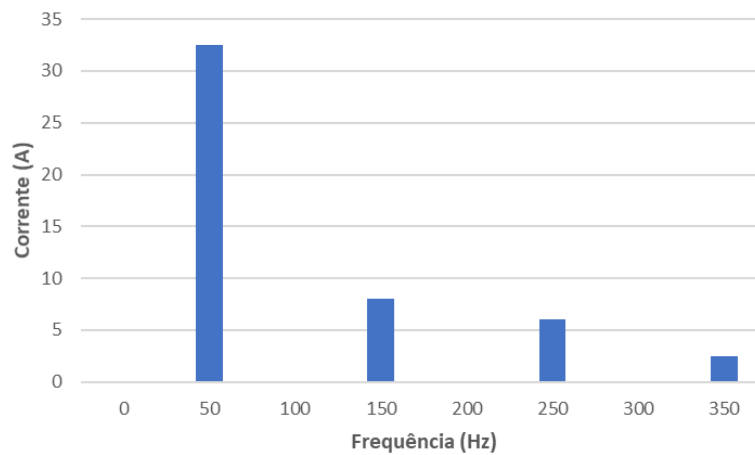


Figura 1.2 Espectro harmônico do sinal apresentado anteriormente.

Os harmônicos de corrente são originados maioritariamente por cargas que ao serem alimentadas por tensões sinusoidais consomem correntes não sinusoidais, denominadas por cargas não-lineares. O aparecimento deste problema na corrente deve-se à grande evolução dos semicondutores de potência, tornando-se no problema mais recente e popular de QEE [28]. Desta forma, equipamentos como as lâmpadas fluorescentes compactas, as fontes de alimentação de eletrodomésticos e equipamentos de escritório são responsáveis pela distorção das correntes, que por sua vez fazem com que a tensão do sistema elétrico se torne também não sinusoidal devido às quedas de tensão nas impedâncias de linha. Os efeitos dos harmônicos dependendo da sua amplitude poderão ter consequências graves para as instalações elétricas e para os processos produtivos, nomeadamente, aumento das perdas e por consequência maior aquecimento dos diversos componentes do sistema elétrico, operação indevida dos sistemas de proteção, ocorrência de ressonâncias com condensadores, aumento de ruído nos sistemas de comunicação e redução da vida útil dos equipamentos em geral [15][29].

1.2.2 Fator de Potência

Inicialmente a definição de fator de potência (FP) relativa a uma época em que os sistemas elétricos eram compostos por cargas lineares era representado por $\cos(\varphi)$, fruto do desfasamento entre a tensão e a corrente consumida pelas cargas. Esta grandeza era expressa pela razão entre a potência ativa e a potência aparente do sistema monofásico como demonstrado na equação (1.3).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{U \cdot I \cdot \cos(\varphi)}{U \cdot I} = \cos(\varphi) \quad (1.3)$$

O fator de potência definido desta forma assume valores entre 0 e 1, sendo que, quanto mais alto for o $\cos(\varphi)$, menor é o desfasamento entre a tensão e a corrente, ou seja, o valor nulo indica que toda a potência aparente representa potência reativa, estando a tensão e a corrente desfasadas 90°, enquanto o valor unitário significa que toda a potência aparente é a potência ativa, estando a corrente em fase com a tensão [15][30]. Porém, com a proliferação das cargas não lineares, e por consequência a presença de harmónicos na corrente, o fator de potência passou a ser calculado tendo em consideração a corrente eficaz resultante de todos os harmónicos que contribuem apenas para o aumento da potência aparente. Assim, o fator de potência é expresso por fator de potência total (FPT), como demonstrado na equação (1.4) [15][30].

$$FPT = \frac{P}{S} = \frac{U \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{U \cdot I} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_n^2}} \cdot \cos(\varphi_1) \quad (1.4)$$

Neste contexto, é importante que o fator de potência seja tido em conta numa instalação elétrica, visto que um baixo fator de potência se manifesta na presença de uma corrente mais elevada para produzir a mesma energia que seria produzida por uma instalação com fator de potência superior, assim como ao sobreaquecimento dos condutores que se traduz num acréscimo de perdas energética. A título de exemplo, em Portugal, existe atualmente um nível de fator potência a partir do qual os consumidores com potências contratadas acima de 41,4 kW correspondentes à alta tensão (AT), à média tensão (MT) e à baixa tensão especial (BTE) passam a pagar o consumo de energia reativa. Este regime de faturação da energia obriga os consumidores a ter um maior cuidado no controlo do fator de potência da instalação elétrica [15][31].

1.2.3 Filtros Ativos de Potência

Um filtro ativo de potência é um equipamento versátil capaz de compensar problemas de QEE de forma dinâmica. Estes podem ser classificados segundo o tipo de inversor, a topologia e o número de fases. Relativamente ao tipo de inversor, pode ser constituído por uma fonte de tensão (*voltage source inverter* - VSI) ou de corrente (*current source inverter* - CSI) no seu barramento CC [32]. Em relação à classificação relativa ao número de fases consiste em monofásico, trifásico sem neutro e trifásico com neutro. Por sua vez, em relação à classificação segundo a sua topologia, existem o filtro ativo paralelo (FAP) e o filtro ativo série (FAS), que através da sua conjugação dá origem ao condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC). O princípio básico de funcionamento de um filtro ativo de potência passa pela injeção de corrente na rede elétrica, no caso do FAP, ou de tensão no caso do FAS, de forma a reduzir os problemas de QEE [20][33].

No âmbito desta dissertação, neste item será abordado com maior pormenor o FAP. Comumente esta topologia é associada a sistemas trifásicos principalmente nas indústrias, onde eventuais falhas ou mau funcionamento da rede elétrica, provocadas por problemas de QEE, podem refletir-se em graves prejuízos, sendo que, utilizando um filtro ativo de potência, é possível compensar o conteúdo harmónico provocado por cargas monofásicas ou trifásicas. Com o FAP monofásico é possível obter um equipamento de relativamente baixo custo, que pode ser utilizado para compensar os problemas de corrente em determinada carga monofásica, mesmo estando ligada a uma das fases de um sistema trifásico [23]. Assim o FAP compensa os problemas da corrente elétrica, que podem ser desequilíbrios (apenas no caso de sistemas trifásicos), harmónicos e fator de potência.

Com a crescente utilização de cargas não-lineares em sistemas monofásicos tornou-se crucial a compensação de problemas de QEE nestes sistemas. Deste modo, as correntes da rede elétrica mantêm as características pretendidas, enquanto que a carga continua a consumir as correntes que necessita para operar corretamente. Para além disso, um FAP é ainda capaz de realizar a interface de fontes de energia renovável com a rede elétrica, injetando energia na mesma e compensando em simultâneo os problemas acima mencionados [34].

Na Figura 1.3 é possível observar um diagrama com os principais blocos de um FAP monofásico com conversor do tipo VSI. Este é constituído por um andar de potência, cujos principais componentes são os condensadores do barramento CC, os semicondutores de potência do inversor e a bobina de acoplamento à rede elétrica. E pelo andar de controlo,

onde são adquiridos os sinais e efetuados os cálculos necessários à obtenção dos sinais de comando a aplicar ao inversor.

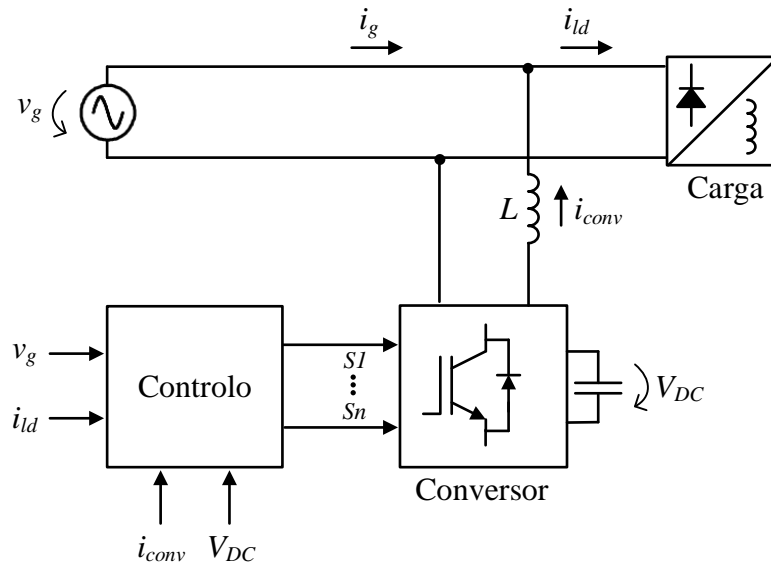


Figura 1.3 Diagrama de blocos de um FAP.

Desta forma, são adquiridos os sinais da tensão na rede elétrica (v_g), da corrente consumida pela carga (i_{ld}) e da tensão do barramento CC do conversor (V_{DC}), tendo esta de se manter constante e com um valor suficientemente elevado para o correto funcionamento do conversor. Após isso, o algoritmo de controlo do FAP calcula a corrente de compensação a injetar na rede elétrica (i_{conv}) através da relação entre a corrente na carga (i_{ld}) e a corrente na rede elétrica (i_g). Por fim é efetuado um controlo de corrente de forma a garantir que a corrente no lado da rede elétrica está de acordo com a calculada e aplicado os sinais de comando nos semicondutores de potência do inversor.

1.3 Enquadramento

O atual consumo energético a nível mundial, principalmente no sector dos transportes, é bastante elevado, sendo que grande parte dessa energia é proveniente de fontes de energia não renováveis, como o petróleo ou o gás natural. Com a escassez destes bens, devido à elevada procura para satisfazer as necessidades do consumo diário, é cada vez mais importante e necessário dirigir esforços para outras fontes de energia que permitam colmatar tal escassez. As alternativas devem erradicar gases de efeito estufa como o CO_2 , de forma a reduzir o aquecimento global e atender ao tratado de Paris (2015). De acordo com o relatório internacional de perspetivas energéticas, o setor de transporte vai aumentar a sua participação no consumo de petróleo do mundo em 55% até 2030 [35]. Assim, neste setor, a principal escolha para mitigar este problema assenta na aposta dos veículos elétricos e híbridos. Com a mudança promissora no paradigma de transporte, vários

modelos de VEs, veículos elétricos híbridos *plug-in* (*plug-in hybrid electric vehicles* - PHEV) e veículos a células de combustível (*fuel cell electric vehicles* - FCEV) já estão disponíveis no mercado. Cada vez mais, estas alternativas estão-se a tornar populares, permitindo às marcas mais conceituadas da indústria automóvel apostarem fortemente nestas topologias de veículos.

No que concerne à QEE, alguns dos sistemas de carregamento de baterias de VEs não consomem corrente sinusoidal e não apresentam fator de potência unitário, afetando o sistema elétrico de distribuição de energia [35]. Neste sentido, é evidente que um elevado uso simultâneo de carregadores de VEs na rede de distribuição elétrica contribui para a degradação da QEE de forma considerável [35]. Além disso, com os avanços tecnológicos cada vez mais presentes ao longo dos últimos anos, a energia elétrica torna-se de imprescindível utilização, de forma a que muito dificilmente alguém abdicaria dela para fins de lazer e para usufruir dos bens essenciais, como na alimentação de eletrodomésticos e luz elétrica [36][37]. No entanto, a QEE é de igual forma afetada pelo consumo não-linear de corrente que algumas dessas cargas apresentam. Estes problemas de QEE estão relacionados, principalmente, com desequilíbrios e harmónicos de corrente e tensão, assim como baixo fator de potência. Relativamente ao baixo fator de potência, a principal desvantagem é representar custos acrescidos na utilização da energia elétrica por parte do consumidor. Os desequilíbrios de corrente, que acontecem apenas nos sistemas trifásicos, devem-se a consumos de energia elétrica diferentes nas três fases, que num caso extremo, pode levar a que o valor da corrente no neutro se torne maior que o valor nas fases, assim como uma potência fornecida à instalação não constante, prejudicando o fornecedor de energia elétrica. Por fim, os harmónicos de corrente, que por sua vez já são prejudiciais para a QEE, proporcionando um aumento das perdas nos equipamentos e condutores, através da impedância presente nas linhas de distribuição de energia elétrica podem levar à distorção das tensões do sistema (harmónicos de tensão), conduzindo ao mau funcionamento ou mesmo à destruição de cargas mais sensíveis [38]. As soluções tradicionais, como filtros passivos sintonizados para mitigar os harmónicos de corrente e os bancos de condensadores para compensação do fator de potência, apenas resolvem um único problema para os quais foram dimensionados e em certas situações causam inconvenientes como ressonâncias nos sistemas elétricos [39].

Neste contexto, esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um conversor unificado com características de FAP. Assim, ao longo desta dissertação a topologia de conversor proposto é designada de conversor monofásico unificado (USP - *unified single-phase*), que

é composto por um conversor ativo bidirecional (BAR - *bidirectional active rectifier*) e por um conversor a díodos em ponte completa (FWR - *full-wave rectifier*). Considerando preferencialmente a aplicação para o carregamento *on-board* de baterias de VEs, e assumindo a existência de um conversor CC-CC entre o conversor USP e as baterias, o conversor USP, permite os modos de operação como CB, FAP de uma instalação elétrica e, simultaneamente, como CB e FAP. Desta forma, para todos os modos de operação, a rede elétrica passa a ver o conjunto constituído pelo conversor USP e pelas cargas como se fosse uma carga linear, a corrente a montante do conversor USP torna-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, resultando num fator de potência unitário.

1.4 Motivações

Apesar dos combustíveis fósseis continuarem a fornecer a maior parte da energia utilizada no mundo, principalmente no setor dos transportes, tem vindo a existir uma mudança de paradigma por parte da indústria automóvel. Encontrando-se disponíveis e em desenvolvimento por parte dos grandes fabricantes de automóveis, diferentes modelos de VEs em alternativa aos veículos com motor de combustão interna [40][41]. O crescente aumento da utilização de cargas não-lineares, incluindo alguns sistemas de carregamento de baterias de VEs, em habitações e empresas contribuem de uma forma significativa para a degradação da QEE uma vez que consomem harmónicos de corrente que prejudicam o transporte e a distribuição de energia, podendo também originar um mau funcionamento da maioria dos equipamentos ligados à rede [35]. É importante referir que em ambientes industriais o decréscimo da QEE se pode traduzir em elevados prejuízos económicos.

Assim, as áreas da mobilidade elétrica e da QEE são atualmente cada vez mais importantes para o desenvolvimento das futuras *smart grids*, tendo por base esta dissertação o desenvolvimento de um conversor unificado para o carregamento de baterias de VEs com características de FAP, torna-se numa solução altamente viável para mitigar problemas de QEE, permitindo compensar, de forma dinâmica, o fator de potência e os harmónicos de corrente da instalação onde está conectado. Para além disso, este tipo de equipamentos é seguro e de fácil instalação, podendo ser ligado/desligado da rede elétrica através de um contactor ou disjuntor em caso de um eventual problema no equipamento [42].

A par das motivações citadas acima, e não menos importante, com a realização desta dissertação junto do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, que possui um longo percurso de investigação nestas áreas, pretende-se aproveitar a

oportunidade de aprendizagem para enriquecer os conhecimentos pessoais nas áreas de eletrônica de potência e energia.

1.5 Organização da Dissertação

O trabalho desenvolvido nesta dissertação está organizado em sete capítulos. No Capítulo 1 está apresentada a contextualização entre a mobilidade elétrica e a QEE, assim como está apresentado o enquadramento e as motivações que conduziram à realização desta dissertação.

No Capítulo 2 está apresentado o estado da arte relativo aos principais conversores CA-CC passíveis de ser aplicados a sistemas de carregamento de baterias de VEs e de melhoria da QEE. Assim, estão apresentadas em detalhe várias topologias de conversores CC-CA denominados na literatura de conversores *power factor correction* (PFC) monofásicos.

No Capítulo 3 está apresentado o estado-da-arte relativo às principais estratégias de controlo para conversores de eletrônica de potência CA-CC. Assim, estão apresentadas em detalhe várias teorias de potência, técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação PWM.

No Capítulo 4 são apresentadas as simulações do sistema de controlo e potência utilizados para implementação do conversor proposto. Inicialmente são apresentados os sistemas de controlo de forma isolada, sendo posteriormente integrados juntamente com o circuito de potência, para simular e validar o correto funcionamento com diferentes condições de cargas em regime permanente e transitório.

No Capítulo 5 está apresentado todo o processo de implementação prático do sistema desenvolvido, sendo este dividido pelos elementos do andar de potência e do andar de controlo. Assim, é apresentado o DSP, as *printed circuit boards* (PCBs), os componentes e os sensores utilizados, sendo efetuadas descrições dos seus funcionamentos e das suas características.

No Capítulo 6 está apresentada a validação experimental do conversor desenvolvido, sendo esta dividida em testes de validação de hardware e software implementados, assim como em resultados experimentais do conversor nos três modos de funcionamento.

No Capítulo 7 estão apresentadas as principais conclusões que se podem reter após o desenvolvimento da dissertação, assim como as principais sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Conversores de Eletrônica de Potência CA-CC

2.1 Introdução

Atualmente, os conversores CA-CC são amplamente utilizados num vasto leque de aplicações, sendo disso exemplo os sistemas de acionamento de velocidade ajustável (*adjustable speed drives* - ASDs), as fontes de alimentação ininterrupta (*uninterruptable power supplies* - UPSs), os sistemas de armazenamento de energia de baterias (*battery energy storage systems* - BESSs), a interface de fontes de energia renováveis com a rede elétrica, os sistemas de carregamento de baterias de VEs, assim como os componentes eletrônicos fortemente utilizados no nosso quotidiano (computadores, televisões, impressoras, iluminação LED, etc).

É comum utilizar conversores monofásicos como base para o desenvolvimento de outros conversores eletrônicos, i.e., o desenvolvimento destes conversores resulta numa consequente evolução para conversores eletrônicos de múltiplas fases. Ao longo dos últimos anos, com a evolução da tecnologia dos semicondutores, novas topologias de conversores são desenvolvidas utilizando, principalmente, *metal oxide semiconductor field effect transistors* (MOSFETs), *insulated gate bipolar transistors* (IGBTs), *bipolar junction transistors* (BJTs) e *gate turn-off thyristors* (GTOs) [43]. Tipicamente, os conversores CA-CC são classificados de acordo com o número de fases da tensão de entrada (monofásico, trifásico, ...) e de acordo com a possibilidade de controlarem o valor da corrente no lado CA e o valor da tensão no lado CC [44].

Durante décadas, várias agências nacionais e internacionais impuseram recomendações e normas para a ligação dos equipamentos eletrônicos à rede elétrica com o objetivo de preservar o fornecimento de energia do serviço público. Assim, resultaram normas que balizam os valores dos parâmetros de QEE [14]. Estas medidas têm levado a novas abordagens para topologias de conversores CA-CC visando principalmente diminuir o conteúdo harmónico da corrente no lado CA [43][45]. Estes conversores, que permitem operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica e controlar a tensão no lado CC, estão identificados na literatura como PFC. É importante referir que o controlo destes conversores é baseado numa malha de controlo externa para regulação da tensão do

barramento CC e uma malha interna para controlo da tensão de referência que o conversor deve sintetizar de modo a obter a corrente de entrada desejada [3]. Porém, o objetivo deste capítulo é apenas apresentar um exemplo do princípio de funcionamento dos conversores, não sendo descritas estas malhas de controlo individualmente.

Neste contexto, ao longo deste capítulo são apresentadas as principais topologias de conversores de eletrônica de potência (monofásicos) empregues em sistemas de carregamento de baterias de VEs, destacando principalmente as diversas topologias unidireccionais e bidireccionais (incluindo as topologias multinível e uma distinção entre topologias do tipo *buck* e *boost*). Contudo, como a literatura sobre estes tópicos é extremamente abrangente, torna-se impossível a apresentação e análise de todos os sistemas de eletrônica de potência. Assim, de acordo com o escopo desta dissertação, apenas são apresentados e analisados de forma mais cuidadosa os sistemas mais relevantes.

2.2 Conversor não Controlado a Díodos

O fornecimento de energia elétrica é feito, essencialmente, a partir de uma rede de distribuição em corrente alternada, devido, principalmente, à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de transformadores. Porém, em muitas aplicações a carga alimentada exige uma tensão contínua. A transformação de CA para CC é realizada por conversores CA-CC, usualmente também designados de retificadores. Em tais aplicações, estes conversores são o primeiro estágio de potência e devem ser projetados a fim de alcançar alto rendimento e alta densidade de potência [39][44].

Na Figura 2.1 encontra-se representado um conversor unidirecional CA-CC a díodos em ponte completa. Com esta topologia não é possível controlar a tensão no barramento CC nem a corrente de entrada. Normalmente, num conversor CA-CC a díodos em ponte completa é utilizado um filtro capacitivo (condensador) na saída (lado CC). Assim, a tensão de saída fica praticamente constante (dependendo do valor do filtro capacitivo e da carga). O condensador carrega-se com o valor máximo da tensão de pico da rede elétrica (desprezando a queda nos díodos). Quando a tensão da rede elétrica se torna menor do que a tensão no condensador os díodos ficam bloqueados e a corrente de saída (na carga) é fornecida, exclusivamente, pelo condensador. Este vai descarregar, até que, novamente, a tensão da rede elétrica fique maior que a tensão do condensador, permitindo que os díodos entrem em condução e o condensador carregue novamente. Deste modo, a corrente de entrada é muito diferente de uma senoide, sendo que apenas existe corrente nos momentos em que o condensador é recarregado. Além disso, a forma de onda da corrente

também é influenciada pelo valor do filtro indutivo de acoplamento à rede elétrica [44]. Por fim, é importante referir que existem outras variantes de conversores, i.e., o conversor em meia ponte a díodos e os conversores a tirístores, que de forma idêntica ao exposto neste item, não apresentam corrente sinusoidal na entrada, não sendo a sua análise relevante para o escopo desta dissertação.

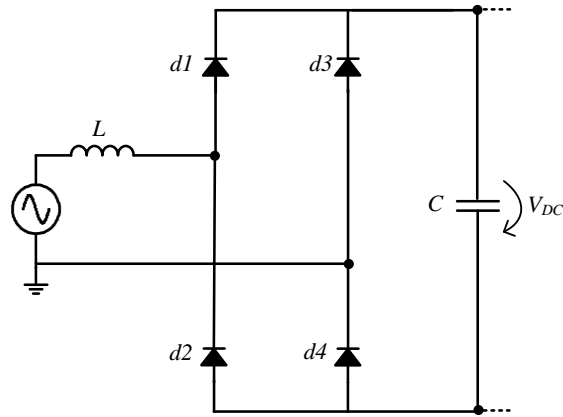


Figura 2.1 Conversor CA-CC a díodos em ponte completa.

2.3 Conversores CA-CC Unidirecionais PFC

A necessidade de conversores para melhorar a qualidade da energia elétrica em termos de correção do FP, THD reduzido na corrente de entrada de CA, e produção de tensão contínua bem regulada na saída de CC, (principais requisitos dos sistemas de carregamento de baterias de VEs) motivou a proposta de várias topologias de conversores identificados na literatura como conversores PFC.

O objetivo deste item é apresentar e analisar os principais conversores CA-CC unidirecionais PFC. A título de exemplo, na literatura existem enumeras topologias deste tipo de conversores, i.e., em [46] são revistos conversores unidirecionais PFC baseados nos conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, *forward*, *cuk*, *sepic* e *zeta*; em [45] é proposto um conjunto de conversores PFC multinível; em [47] é proposto um conjunto de conversores PFC do tipo *bridgeless*, em [48] é proposto o conversor PFC do tipo *flyback* e em [49] é proposto o conversor PFC *interleaved*. É importante referir que devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo, o conversor CA-CC em ponte completa a díodos é extremamente utilizado como primeiro estágio em equipamentos de eletrônica de potência. Desta forma, grande parte dos conversores CA-CC unidirecionais PFC são constituídos por um conversor CA-CC em ponte completa a díodos, como primeiro estágio, em conjunto com outras topologias convencionais de conversores e outros componentes básicos de eletrônica de potência [39][43][45]. De acordo com o âmbito desta dissertação, neste item está

apresentada uma revisão do estado-da-arte relativa apenas às quatro categorias principais de conversores CA-CC unidirecionais PFC conectados à rede elétrica, nomeadamente os conversores *boost*, *buck*, *buck-boost* e multinível.

2.3.1 Conversor *Boost* Unidirecional

O conversor do tipo *boost* é o mais amplamente utilizado em conversores PFC. Na Figura 2.2 encontra-se representada uma topologia de conversor *boost* unidirecional PFC. Esta topologia é constituída por uma combinação de retificador em ponte completa a diodos com um conversor CC-CC *boost* convencional. Este conversor apenas permite dois níveis de tensão, uma vez que a tensão v_{ab} (tensão entre os pontos *a* e *b* identificados na Figura 2.2) pode assumir os valores de tensão $+V_{DC}$ e 0. Quando o IGBT está *off* a tensão aos seus terminais (tensão coletor-emissor) é $+V_{DC}$ e quando o IGBT está *on* a tensão aos seus terminais é 0. Desta forma, a tensão máxima aplicada ao IGBT e ao diodo é $+V_{DC}$. A tensão de saída da ponte a diodos é a tensão da rede elétrica retificada, e devido ao filtro passivo (bobina) a corrente no lado CA é sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica [46]. É importante referir, que este tipo de conversor não pode operar com *duty-cycle* de 100% nem sem carga. Refira-se ainda que, além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *boost* unidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [43] e em [45] são propostas várias topologias, i.e., *symmetrical two-device unidirectional boost converter*, *asymmetrical two-device unidirectional boost converter*, *interleaved two-cell unidirectional boost converter* e *unidirectional boost converter with high frequency active EMI filter*.

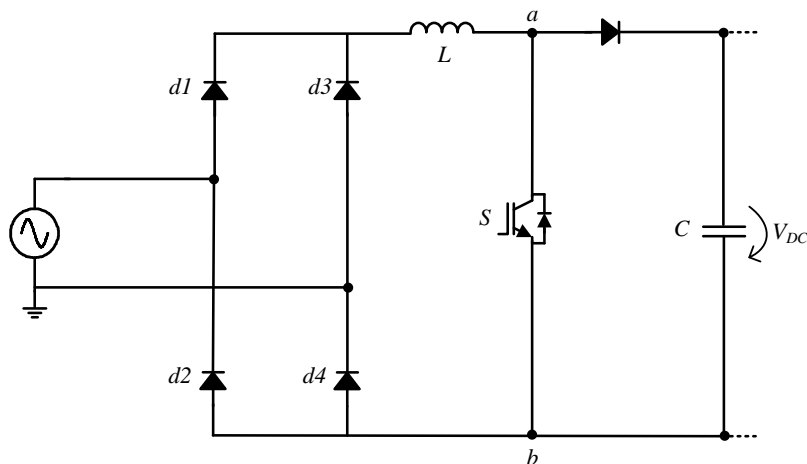


Figura 2.2 Conversor *boost* unidirecional PFC.

Na Tabela 2.1 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados do IGBT e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 2.1. Tabela de estados do conversor *boost* unidirecional PFC.

Região	Estado	Tensão
	S	V_{ab}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	<i>off</i>	$+V_{DC}$
	<i>on</i>	0

2.3.2 Conversor *Buck* Unidirecional

O conversor do tipo *buck* é amplamente utilizado em carregadores de baterias. Na Figura 2.3 encontra-se representada uma topologia de conversor *buck* unidirecional PFC. Esta topologia é constituída por uma combinação de retificador em ponte completa a díodos com um conversor CC-CC *buck* convencional. Este conversor apenas permite dois níveis de tensão, uma vez que a tensão v_{ab} (tensão entre os pontos a e b identificados na Figura 2.3) pode assumir os valores de tensão $+V_{DC}$ e 0. Quando o IGBT está *off* a tensão v_{ab} é 0 e quando o IGBT está *on* a tensão v_{ab} é $+V_{DC}$. Desta forma, a tensão máxima aplicada ao diodo é $+V_{DC}$. A tensão de saída da ponte a díodos é a tensão da rede elétrica retificada. Quando esta é menor do que a tensão de saída, a corrente de entrada seria negativa, no entanto, a presença da ponte retificadora torna tal facto impossível. Como resultado, a corrente de entrada toma valor zero perto da passagem por zero da tensão da rede elétrica. Assim, a corrente de entrada não fica sinusoidal simplesmente porque o conversor *buck* pode funcionar somente sob a condição de que a tensão de entrada seja maior do que a tensão de saída [46]. Na Tabela 2.2 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados do IGBT e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica. Refira-se ainda que, além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *buck* unidirecionais PFC. Estas topologias podem também ser desenvolvidas com e sem isolamento de transformador de alta frequência, de forma a obter-se uma maior segurança na carga e reduzir o tamanho, custo, peso e volume do transformador usado para isolamento. Assim, as modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [43] e em [45] são propostas várias topologias, i.e., *unidirectional buck converter with input ac filter*, *unidirectional buck converter with input dc filter*, *GTO bridge-based unidirectional buck converter* e *unidirectional buck converter with high frequency isolated dc-dc buck stage*.

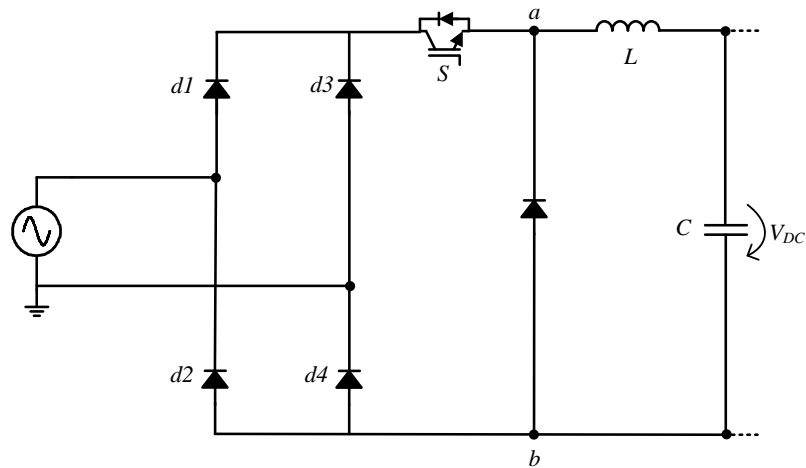

 Figura 2.3 Conversor *buck* unidirecional PFC.

 Tabela 2.2. Tabela de estados do conversor *buck* unidirecional PFC.

Região	Estado	Tensão
	S	V_{ab}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	<i>off</i>	0
	<i>on</i>	$+V_{DC}$

2.3.3 Conversor *Buck-Boost* Unidirecional

O conversor do tipo *buck-boost* é amplamente utilizado em carregadores de baterias e fontes de alimentação ininterrupta. Na Figura 2.4 encontra-se representada uma topologia de conversor *buck-boost* unidirecional PFC. Esta topologia é constituída por numa combinação de retificador em ponte completa a díodos com um conversor CC-CC *buck-boost* convencional. Assim, a sua tensão de saída pode ser maior ou menor do que a tensão de entrada, demonstrando uma forte vantagem em conversores PFC. Porém, esta topologia tem como principais limitações o facto de a polaridade da sua tensão de saída ser invertida e necessitar de um *driver* flutuante para o IGBT [46].

Quando o IGBT está *off* a tensão v_{ab} (tensão entre os pontos a e b identificados na Figura 2.4) é $-V_{DC}$ e quando o IGBT está *on* a tensão v_{ab} é v_g retificada. Desta forma, a tensão máxima aplicada ao IGBT e ao diódo é a soma da tensão de entra e de saída ($v_g + V_{DC}$). A tensão de saída da ponte a díodos é a tensão da rede elétrica retificada, e devido ao filtro passivo (bobina) a corrente no lado CA é sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na Tabela 2.3 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Refira-se ainda que, além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *buck-boost* unidirecionais PFC. Estas topologias podem também ser desenvolvidas com e sem isolamento de transformador de alta frequência, de forma a obter-se uma maior segurança na carga, reduzir o tamanho, custo, peso e volume do transformador usado para isolamento. Assim, as modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [43] e em [45] são propostas várias topologias, i.e., *cascaded unidirectional buck-boost converter*, *sepic-derived unidirectional buck-boost converter*, *flyback-based unidirectional buck-boost converter* e *isolated cuk-derived unidirectional buck-boost converter*.

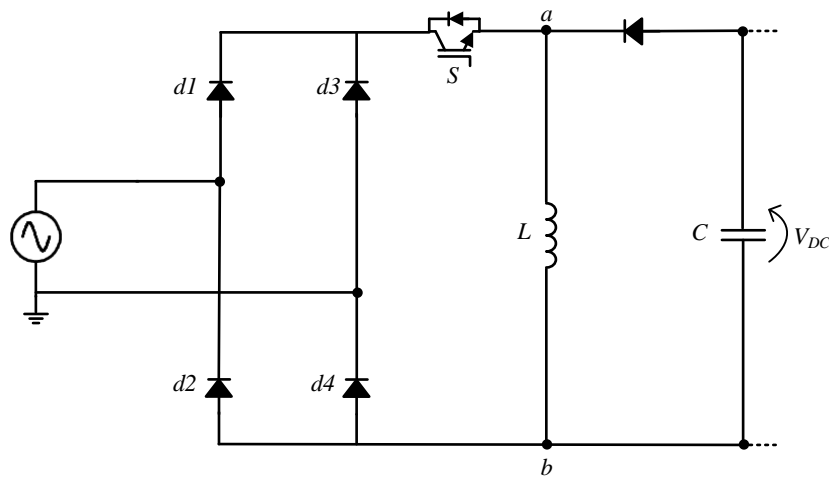


Figura 2.4 Conversor *buck-boost* unidirecional PFC.

Tabela 2.3. Tabela de estados do conversor *buck-boost* unidirecional PFC.

Região	Estado	Tensão
	S	V_{ab}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	<i>off</i>	V_{DC}
	<i>on</i>	v_g

2.3.4 Conversor Multinível Unidirecional

Tendo em consideração que o conversor do tipo *boost* é o mais amplamente utilizado em conversores PFC, em [50] é apresentado um conversor, baseado no conversor *boost* unidirecional PFC, que permite produzir três níveis distintos de tensão (0 , $+V_{DC}/2$ e $+V_{DC}$). Na Figura 2.5 encontra-se representada esta topologia de conversor multinível unidirecional PFC. Este conversor é constituído por um retificador em ponte completa a díodos, por uma bobina, por dois IGBTs e por mais dois díodos pertencentes aos conversores CC-CC do tipo *boost*. O conversor diminui as tensões sobre os seus componentes, (tensão máxima em cada IGBT ou diódo é $+V_{DC}/2$) e ainda é possível reduzir o valor da bobina, quando

comparado com as outras topologias de conversores PFC expostas anteriormente nos itens 2.3.1, 2.3.2 e 2.3.3. Assim, esta topologia proporciona um nível consistente de desempenho que resulta em menores perdas de comutação e maior rendimento, sendo a adequação para aplicações de alta potência uma das grandes vantagens do conversor multinível [43].

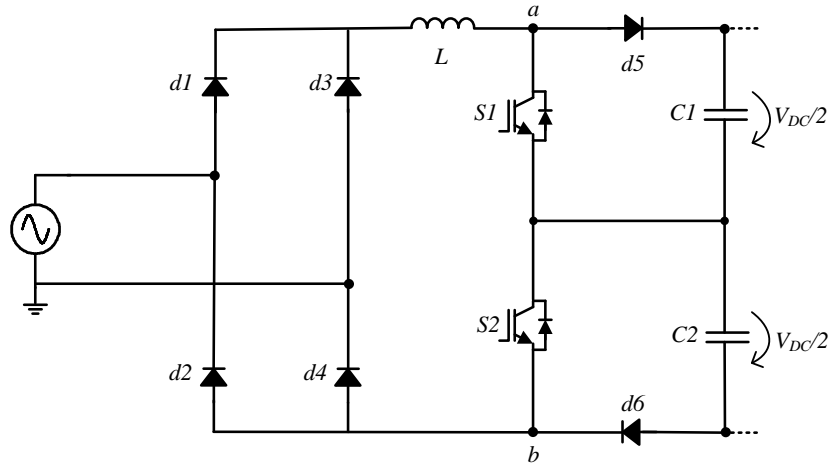


Figura 2.5 Conversor multinível unidirecional PFC.

Durante os semiciclos positivo e negativo da tensão da rede elétrica, quando ambos os IGBTs $S1$ e $S2$ estão *on*, a tensão v_{ab} (tensão entre o coletor do IGBT $S1$ e o emissor do IGBT $S2$) é 0, e quando o IGBT $S1$ está *off* e o IGBT $S2$ está *on* a tensão produzida é $+V_{DC}/2$. Por outro lado, quando ambos os IGBTs estão *off* a tensão produzida é $+V_{DC}$, e quando o IGBT $S1$ está *on* e o IGBT $S2$ está *off* o nível de tensão produzida volta a ser $+V_{DC}/2$. Na Tabela 2.4 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 2.4. Tabela de estados do conversor multinível unidirecional PFC.

Região	Estado		Tensão
	$S1$	$S2$	V_{ab}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	<i>on</i>	<i>on</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	$+V_{DC}/2$
	<i>on</i>	<i>off</i>	$+V_{DC}/2$
	<i>off</i>	<i>off</i>	$+V_{DC}$

Refira-se ainda que além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores multinível unidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [43] e em [45] são propostas várias topologias, i.e., *half-bridge unidirectional multilevel converter*, *two-switch midpoint unidirectional multilevel*

converter, adapted unidirectional multilevel converter e modified adapted unidirectional multilevel converter.

2.4 Conversores CA-CC Bidirecionais PFC

Com a evolução da eletrônica de potência e o desenvolvimento de *smart grids*, surge cada vez mais a necessidade de fluxo bidirecional de energia. Os conversores bidirecionais PFC, como o próprio nome indica, permitem um fluxo de energia bidirecional, e comparativamente aos unidirecionais, permitem melhorar a qualidade da energia elétrica em termos de correção do FP, THD reduzido na corrente de entrada de CA, e produção de tensão contínua bem regulada na saída de CC. Estes tipos de conversores são caracterizados como uma nova geração de conversores apropriados para aplicações de alta tensão e potência. Normalmente, em relação a semicondutores de potência controlados, utilizam MOSFETs para baixa potência, IGBTs para média potência e GTOs para conversores de alta potência [39][43][45].

O objetivo deste item é apresentar e analisar os principais conversores CA-CC bidirecionais PFC. A título de exemplo, na literatura existem inúmeras topologias deste tipo de conversores i.e., em [51] é proposto o conversor *half-bridge*, em [52] é proposto o conversor *full-bridge* e em [45] e [53] são revistas várias topologias de conversores bidirecionais PFC baseados nos conversores *buck*, *boost*, *buck-boost* e multinível. De acordo com o âmbito desta dissertação, neste item está apresentada uma revisão do estado-da-arte relativa às seis categorias principais de conversores CA-CC bidirecionais PFC conectados à rede elétrica, nomeadamente os conversores *boost*, *buck*, *buck-boost*, *half-bridge*, *full-bridge* e multinível. Relativamente a estes conversores, assume-se que a sua entrada é conectada à rede elétrica (através de filtros passivos de acoplamento) e que na saída é utilizada uma carga CC. É importante referir que a carga CC pode ser um conversor CC-CC, mas por questões de simplicidade os conversores CA-CC são analisados individualmente, sem prejuízo para a análise do seu princípio de funcionamento. Refira-se ainda, que é usual encontrar-se na literatura sistemas de carregamento de baterias de VEs compostos por dois estágios de potência, ou seja, uma combinação de conversor CA-CC e conversor CC-CC. Nestes sistemas o conversor CA-CC é responsável por garantir um elevado FP e um baixo THD na corrente da rede elétrica, e o conversor CC-CC garantir tensão e corrente de saída controlável.

2.4.1 Conversor *Half-Bridge*

Na Figura 2.6 encontra-se apresentado o conversor *half-bridge* bidirecional PFC, neste tipo de conversores a tensão do seu barramento CC é o dobro da tensão do barramento CC de um conversor *full-bridge* para a mesma potência de operação e, consequentemente, a tensão máxima aplicada a cada IGBT é também o dobro, contudo é uma topologia bastante utilizada em sistemas de carregamento de baterias de VEs. Durante o funcionamento no modo (G2V), os IGBTs podem manter-se *off*, entrando em funcionamento os seus díodos internos. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica os díodos internos dos IGBTs *S1* e *S2* encontram-se *on* e *off* respetivamente, conectando o condensador *C1* à rede elétrica. Por outro lado, durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, os díodos internos dos IGBTs *S1* e *S2* encontram-se *off* e *on* respetivamente, conectando o condensador *C2* à rede elétrica [54][55].

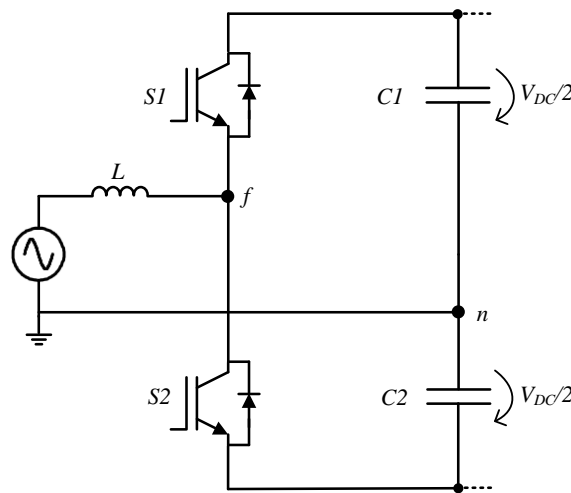


Figura 2.6 Conversor *half-bridge* bidirecional PFC.

Não obstante, utilizando uma técnica de controlo adequada o conversor *half-bridge* produz dois níveis distintos, uma vez que a tensão v_{fn} (tensão entre os pontos *f* e *n* identificados na Figura 2.6) pode assumir os valores de tensão $+V_{DC}/2$ e $-V_{DC}/2$. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando o IGBT *S1* está *off* e o IGBT *S2* está *on* a tensão produzida pelo conversor é $-V_{DC}/2$, e quando ambos os IGBTs estão *off* a tensão produzida pelo conversor é $+V_{DC}/2$. Durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, quando o IGBT *S1* está *on* e o IGBT *S2* está *off*, a tensão produzida pelo conversor é $+V_{DC}/2$, e quando ambos os IGBTs estão *off* a tensão produzida é $-V_{DC}/2$ [3]. É importante referir que é necessário garantir que os IGBTs de um braço nunca estejam *on* simultaneamente, de forma a não criar um curto-circuito no respetivo braço.

Na Tabela 2.5 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 2.5. Tabela de estados do conversor *half-bridge* bidirecional PFC.

Região	Estado		Tensão
	$S1$	$S2$	V_{fn}
$0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$	<i>off</i>	<i>on</i>	$-V_{DC}/2$
	<i>off</i>	<i>off</i>	$+V_{DC}/2$
$180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	$+V_{DC}/2$
	<i>off</i>	<i>off</i>	$-V_{DC}/2$

2.4.2 Conversor *Boost* Bidirecional

O conversor do tipo *boost* é o mais amplamente utilizado em conversores PFC. Na Figura 2.7 encontra-se representada uma topologia de conversor *boost* bidirecional PFC. Este conversor é constituído por dois braços de IGBTs, um conectado à fase da rede elétrica e outro ao neutro [56][57]. Desta forma, a tensão máxima aplicada a cada IGBT é a tensão do barramento CC (V_{DC}). A tensão produzida por este conversor pode assumir três níveis de tensão distintos, uma vez que a tensão v_{fn} (tensão entre os pontos f e n identificados na Figura 2.7) pode assumir os valores de tensão, $+V_{DC}$, 0 e $-V_{DC}$. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs $S1$ e $S3$ estão *off* e os IGBTs $S2$ e $S4$ estão *on*, (ou vice-versa) a tensão produzida pelo conversor é 0, e quando os IGBTs $S2$ e $S3$ estão *off* e os IGBTs $S1$ e $S4$ estão *on* a tensão produzida é $+V_{DC}$. Durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs $S1$ e $S3$ estão *off* e os IGBTs $S2$ e $S4$ estão *on* (ou vice-versa) a tensão produzida é 0, e quando os IGBTs $S2$ e $S3$ estão *on* e os IGBTs $S1$ e $S4$ estão *off* a tensão produzida é $-V_{DC}$ [3]. Na Tabela 2.6 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *boost* bidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [45] são propostas várias topologias, i.e., *half-bridge bidirectional boost converter*, *bridge bidirectional boost converter with DC ripple compensation using ac midpoint capacitors and third leg* e *bridge bidirectional boost converter with DC ripple compensation using an inductor and third leg*.

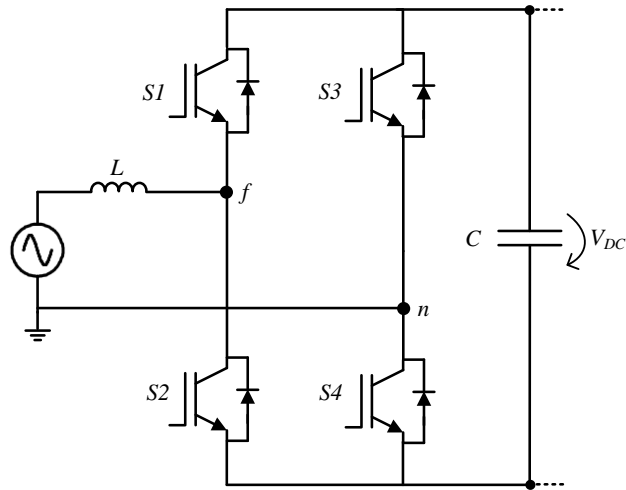


Figura 2.7 Conversor *boost* bidirecional PFC.

Tabela 2.6. Tabela de estados do conversor *boost* bidirecional PFC.

Região	Estado				Tensão
	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	V_{fn}
$0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	0
	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$+V_{DC}$
$180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	$-V_{DC}$

2.4.3 Conversor *Buck* Bidirecional

O conversor do tipo *buck* é amplamente utilizado em carregadores de baterias. Na Figura 2.8 encontra-se representada uma topologia de conversor *buck* bidirecional PFC, de forma a obter-se um elevado fator de potência e corrente sinusoidal no lado da rede elétrica. Esta topologia é constituída por uma bobina e um condensador (filtro LC) na entrada CA, quatro semicondutores de potência com capacidade de bloqueio de tensão reversa e uma bobina e um condensador no lado CC. Uma vez que os semicondutores de potência têm de garantir capacidade de bloqueio de tensão reversa, normalmente são utilizados díodos adicionais em série com IGBTs, BJT's ou MOSFETs. Embora o GTO possua capacidade de bloqueio de tensão reversa, não é adequado para comutações com elevada frequência. É importante referir que neste tipo de conversores a tensão de saída do retificador é menor que o pico da tensão da rede elétrica. Refira-se ainda que, para o funcionamento do conversor em modo bidirecional, é necessário inverter a polaridade da tensão do barramento CC (V_{DC}).

Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs $S1$ e $S4$ estão *on* e os IGBTs $S2$ e $S3$ estão *off*, a bobina $L2$ armazena energia fornecida pela rede elétrica. Desta forma, a corrente na bobina $L2$ aumentará, e se essa corrente for maior do que a corrente na bobina $L1$, a tensão no condensador $C1$ diminuirá e a corrente na bobina $L1$ aumentará. Quando os IGBTs $S1$ e $S2$ estão *off* e os IGBTs $S3$ e $S4$ estão *on*, a energia armazenada na bobina $L2$ é transferida para o condensador $C2$. Desta forma, a tensão no condensador $C1$ vai aumentar e a corrente na bobina $L1$ diminuir. De forma semelhante, durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs $S1$ e $S4$ estão *off* e os IGBTs $S2$ e $S3$ estão *on*, a bobina $L2$ armazena energia fornecida pela rede elétrica. Desta forma, a corrente na bobina $L2$ aumentará, e se essa corrente for maior do que a corrente na bobina $L1$, a tensão no condensador $C1$ diminuirá e a corrente na bobina $L1$ aumentará. Quando os IGBTs $S1$ e $S2$ estão *off* e os IGBTs $S3$ e $S4$ estão *on*, a energia armazenada na bobina $L2$ é transferida para o condensador $C2$ [58][59]. Assim, quando os pares de IGBTs ($S1$ e $S4$) ou ($S3$ e $S2$) estiverem em condução alternadamente a tensão v_{ab} é V_{DC} e quando os IGBTs $S1$ e $S2$ estiverem *off* e os IGBTs $S3$ e $S4$ estiverem *on*, a tensão v_{ab} é 0. Na Tabela 2.7 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

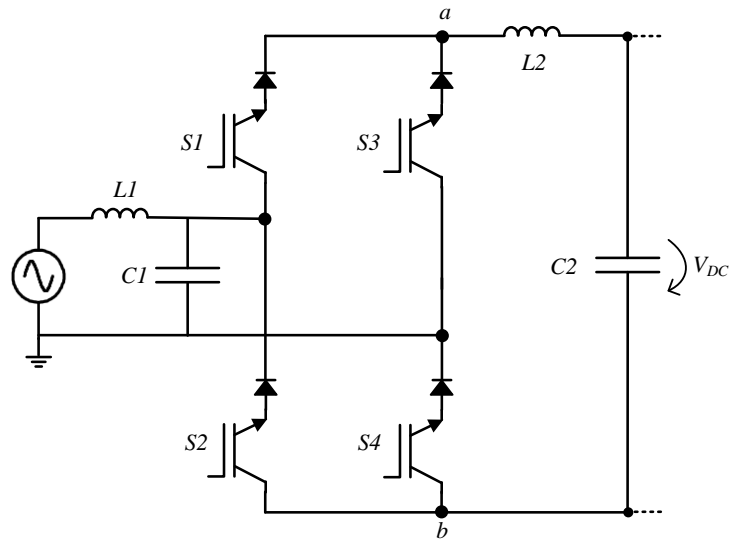


Figura 2.8 Conversor *buck* bidirecional PFC.

Tabela 2.7. Tabela de estados do conversor *buck* bidirecional PFC.

Região	Estado				Tensão
	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	V_{ab}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$V_{DC} / -V_{DC}$
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	$V_{DC} / -V_{DC}$
	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	0

Além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *buck* bidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [45] e em [59] são propostas outras topologias, i.e., *bidirectional buck converter with a neutral leg* e *proposed fully controlled double-buck rectifier*.

2.4.4 Conversor *Buck-Boost* Bidirecional

Os conversores *buck-boost* bidirecionais são desenvolvidos para atender às exigências de aplicações de fluxo de energia bidirecional, sendo bastante versáteis devido à sua capacidade de funcionar tanto como um conversor *boost*, como conversor *buck*. Neste contexto, em [60] e [61] são propostos sistemas de carregamento de baterias bidirecionais para VEs que utilizam o conversor *buck-boost* bidirecional. Na Figura 2.9 encontra-se representada uma topologia de conversor *buck-boost* bidirecional PFC. Este conversor é constituído por um conversor PFC *full-bridge* e por um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional. Como o conversor *boost* (*full-bridge*) está apresentado e analisado no item 2.4.2, neste item será analisado com maior ênfase o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional, sem prejuízo para a análise da totalidade do conversor CA-CC *buck-boost* bidirecional.

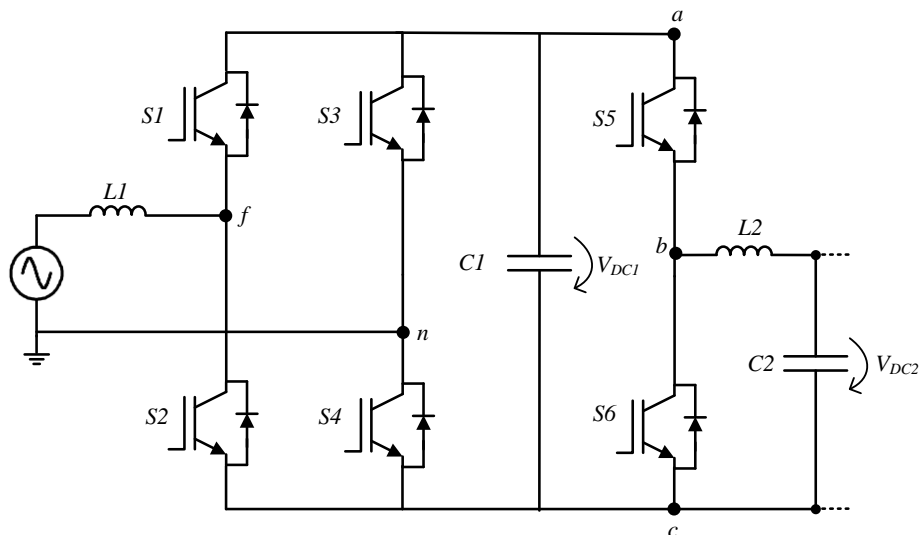


Figura 2.9 Conversor *buck-boost* bidirecional PFC.

Com esta topologia, durante o processo de carregamento de baterias o conversor *full-bridge* opera como conversor do tipo *boost*, enquanto o conversor CC-CC *buck-boost* opera como um conversor do tipo *buck*, existindo um fluxo de energia da rede elétrica para as baterias. Quando parte da energia armazenada nas baterias flui para a rede elétrica, o conversor CC-CC *buck-boost* opera como um conversor do tipo *boost*. Assim, durante o processo de

carregamento, o IGBT S_6 permanece *off* enquanto o IGBT S_5 comuta consoante o respetivo sinal de *pulse-width modulation* (PWM) aplicado. Desta forma, quando o IGBT S_5 está *off*, a tensão v_{ab} é $+V_{DCI}$ e quando o IGBT S_5 está *on* a tensão é 0. Durante o processo de descarga, o IGBT S_5 permanece *off* enquanto o IGBT S_6 comuta consoante o respetivo sinal PWM aplicado. Desta forma, quando o IGBT S_6 está *off*, a tensão v_{bc} é $+V_{DCI}$ e quando o IGBT S_6 está *on* a tensão é 0. Na Tabela 2.8 estão apresentadas as diferentes tensões que o conversor permite produzir (v_{ab} e v_{bc}) de acordo com o modo de operação e o estado dos IGBTs do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional.

Além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores *buck-boost* bidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor. Neste sentido, em [45], [55] e [62] são propostas outras topologias, i.e., *bidirectional buck-boost PWM converter*, *integrated bidirectional buck-boost PWM Converter* e *isolated bidirectional buck-boost PWM converter*.

Tabela 2.8. Tabela de estados do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional.

Modo de operação	Estado		Tensão	
	S_5	S_6	V_{ab}	V_{bc}
<i>Buck</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	$+V_{DCI}$	0
	<i>on</i>	<i>off</i>	0	$+V_{DCI}$
<i>Boost</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	0	$+V_{DCI}$
	<i>off</i>	<i>on</i>	$+V_{DCI}$	0

2.4.5 Conversor Multinível Bidirecional

Tendo em consideração que os conversores VSI produzem uma tensão que origina a corrente desejada, melhorando a qualidade da tensão produzida (aumentando o número de níveis de tensão que o mesmo é capaz de produzir) consequentemente melhora-se a corrente obtida. De acordo com as suas características o conversor multinível PFC torna-se bastante adequando para sistemas de carregamento de baterias de VEs. Em [63] é apresentado um conversor que permite produzir cinco níveis distintos de tensão (0, $+V_{DC}/2$, $+V_{DC}$, $-V_{DC}/2$ e $-V_{DC}$). Na Figura 2.10 encontra-se representada esta topologia de conversor multinível bidirecional PFC. Este conversor é constituído por um conversor PFC *full-bridge* e por uma célula bipolar e bidirecional conectada entre um braço do conversor PFC *full-bridge* e o ponto médio do barramento CC. Para que o conversor opere em modo bidirecional, são requeridos seis IGBTs, sendo que a tensão máxima aplicada a cada IGBT é $+V_{DC}$. Assim, esta topologia proporciona um nível consistente de desempenho, sendo a

adequação para aplicações de alta potência uma das grandes vantagens do conversor multinível [43].

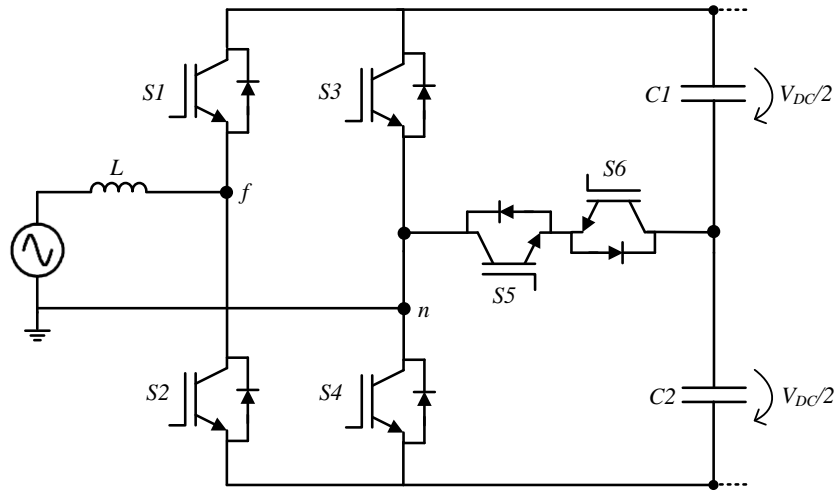


Figura 2.10 Conversor multinível bidirecional PFC.

Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, o IGBT $S1$ permanece *on* e o IGBT $S2$ permanece *off*, e quando o IGBT $S3$ está *on* e os IGBTs $S4$, $S5$ e $S6$ estão *off* a tensão produzida pelo conversor é 0. Quando os IGBTs $S3$ e $S4$ estão *off* e os IGBTs $S5$ e $S6$ estão *on* a tensão produzida é $+V_{DC}/2$, e quando os IGBTs $S3$, $S5$ e $S6$ estão *off* e o IGBT $S4$ está *on* a tensão produzida é $+V_{DC}$. Durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica o IGBT $S1$ permanece *off* e o IGBT $S2$ permanece *on*, e quando o IGBT $S4$ está *on* e os IGBTs $S3$, $S5$ e $S6$ estão *off* a tensão produzida é 0. Quando os IGBTs $S3$ e $S4$ estão *off* e os IGBTs $S5$ e $S6$ está *on* a tensão produzida é $-V_{DC}$, e quando os IGBTs $S4$, $S5$ e $S6$ estão *off* e o IGBT $S3$ está *on* a tensão produzida é $-V_{DC}$ [3]. Na Tabela 2.9 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 2.9. Tabela de estados do conversor multinível bidirecional PFC.

Região	Estado						Tensão V_{fn}
	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$S5$	$S6$	
$0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	0
	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	$+V_{DC}/2$
	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	$+V_{DC}$
$180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	$-V_{DC}/2$
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	$-V_{DC}$

Refira-se ainda que, além da topologia exposta neste item, existem na literatura outras topologias de conversores multinível unidirecionais PFC, cujas modificações às topologias básicas são aplicadas com o objetivo de promover o desempenho deste tipo de conversor.

Neste sentido, em [45] são propostas várias topologias, i.e., *bidirectional three-level converter*, *bidirectional diode clamped converter*, *bidirectional flying capacitor clamped converter* e *bidirectional cascaded converter*.

2.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentada uma revisão relativa ao estado-da-arte de conversores CA-CC passíveis de ser aplicados a sistemas de carregamento de baterias de VEs. Inicialmente foi apresentado e analisado o conversor CA-CC em ponte completa a díodos que, devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo, é extremamente utilizado como primeiro estágio em equipamentos de eletrônica de potência. Posteriormente foram apresentados e analisados os conversores CA-CC unidirecionais PFC e os conversores CA-CC bidirecionais PFC.

Relativamente aos conversores CA-CC unidirecionais PFC existem configurações que apenas necessitam de um único semicondutor controlado, sendo inerentemente capazes de controlar a tensão de saída, e apresentar um valor de FP elevado e um valor de THD de corrente reduzido no lado da rede elétrica. Desta forma, foram analisados detalhadamente: o conversor *boost*, que é amplamente utilizado em conversores PFC; o conversor *buck*, que é amplamente utilizado em carregadores de baterias; o conversor *buck-boost* que, como o próprio nome indica, é uma combinação dos dois anteriores; e ainda o conversor multinível que, apesar de ser constituído por um número maior de componentes eletrônicos, proporciona um nível consistente de desempenho que pode resultar em menores perdas de comutação e maior eficiência.

Relativamente aos conversores CA-CC bidirecionais PFC, além de melhorarem aspetos de QEE em termos de correção do FP e de THD de corrente, e controlarem a tensão no barramento CC, também permitem um fluxo de energia bidirecional, requerendo, contudo, um maior número de semicondutores controlados e respetivos circuitos de *driver*. Desta forma, analogamente aos conversores unidirecionais, foram apresentados e analisados detalhadamente: o conversor *boost*; o conversor *buck*; o conversor *buck-boost*; o conversor *half-bridge*; o conversor *full-bridge*; e o conversor multinível. Tendo em consideração que os conversores *full-bridge* e *half-bridge* são amplamente utilizados, é importante referir que o conversor *full-bridge* apresenta menos um condensador e mais dois semicondutores, requerendo um maior número de circuitos de *driver* de IGBTs. À partida, pensa-se que esta opção é mais dispendiosa, no entanto é importante referir que, embora o conversor *half-bridge* possua menos IGBTs que o conversor *full-bridge*, requer mais um sensor de

tensão (para o barramento CC) e respetivo circuito de condicionamento de sinal, a tensão do barramento CC é o dobro da tensão do barramento CC do conversor *full-bridge* para a mesma potência de operação e, consequentemente, a tensão máxima aplicada a cada IGBT é também o dobro, assim como o *ripple* da corrente de entrada. O fator negativo do conversor *full-bridge* encontra-se do lado do controlador PWM, isto porque quanto maior for o número de IGBTs presentes no circuito, maior complexidade apresentará o respetivo circuito de controlo [54][55].

Capítulo 3

Estratégias de Controlo para Conversores de Eletrónica de Potência CA-CC

3.1 Introdução

Neste capítulo está apresentada uma revisão do estado-da-arte relativa a algumas estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência CA-CC. No âmbito desta dissertação é apresentada uma revisão da literatura sobre as principais técnicas de controlo de corrente para os conversores de potência, sobre as teorias de potência utilizadas para se obter a corrente de referência para o lado da rede elétrica, assim como das técnicas de modulação PWM empregues para os respetivos conversores. Contudo, como a literatura sobre estes tópicos é extremamente abrangente, torna-se impossível a apresentação e análise de todas as estratégias de controlo. Assim, de acordo com o escopo desta dissertação, apenas são apresentados e analisados de forma mais cuidadosa os sistemas mais relevantes.

3.2 Teorias de Potência

Como referido anteriormente no item 1.2.3 a utilização de um FAP em instalações monofásicas permite muitos benefícios para a rede elétrica. Devidamente controlados, estes funcionam como fontes de corrente, conectados em paralelo com a rede elétrica, sendo capazes de fornecer os harmónicos e a potência reativa exigida pelas cargas [39][64]. Para implementar um algoritmo de controlo para o FAP é necessário adquirir valores instantâneos de tensões e correntes. Com os valores instantâneos de cada uma destas grandezas são efetuados cálculos recorrendo a uma teoria de potência. Estas podem ser baseadas no domínio da frequência ou no domínio do tempo. Relativamente às teorias no domínio da frequência são geralmente baseadas na transformada de Fourier. No que diz respeito às teorias no domínio do tempo, estas são baseadas na derivação instantânea da corrente de compensação nas correntes distorcidas. Quando aplicada a um FAP, a teoria de potência tem a finalidade de calcular a corrente de compensação a injetar na rede [65].

De acordo com o âmbito desta dissertação, neste item está apresentada uma revisão da literatura relativa a algumas teorias de potência que são amplamente empregues nos

conversores de potência utilizados nos FAP monofásicos, cujo seu desempenho é fortemente dependente destas teorias, quer a nível da capacidade de compensação em regime permanente, como também através da resposta dinâmica a variações no sistema elétrico [64][65][66]. Das várias teorias de controlo de potência presentes na literatura destacam-se: a teoria Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD), a teoria $p-q$, a teoria de controlo através da tensão do lado CC e a teoria de potência através da transformada de Fourier. Além destas, na literatura existem outras teorias que também podem ser empregues, mas com menor expressão no escopo desta dissertação.

3.2.1 Teoria de Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)

A teoria FBD foi proposta por Depenbrock e baseada em trabalhos prévios de Fryze e Buchholz [67]. Esta constitui uma teoria no domínio do tempo e tem como princípio base a substituição da carga a compensar pela sua condutância equivalente (G_e) em paralelo com uma fonte de corrente, tal como representado na Figura 3.1. A G_e corresponde à componente da potência da carga que deve ser fornecida pela rede elétrica, ou seja, corresponde à potência ativa. A fonte de corrente representa as correntes consumidas pela carga que não contribuem para a potência ativa da mesma, ou seja, representa a potência reativa e as componentes harmónicas que a carga consome [68].

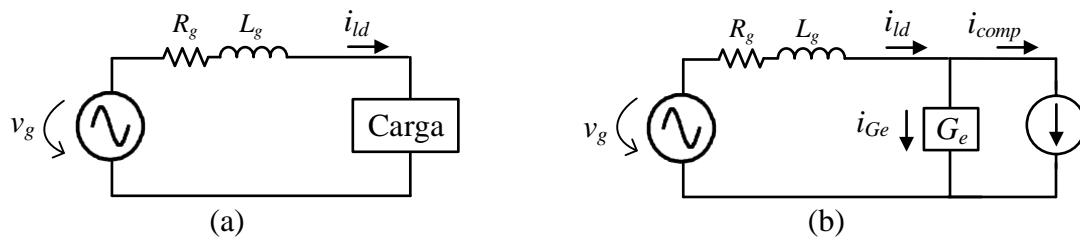


Figura 3.1 Modelo de um sistema monofásico:

(a) Modelo elétrico; (b) Modelo equivalente para a teoria FBD.

Assim, começa-se por calcular o valor da potência ativa (P), que corresponde à potência que deve ser fornecida pela rede elétrica à carga, e o valor eficaz da tensão da rede elétrica (V_G), recorrendo às equações (3.1) e (3.2) respetivamente.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_g(t) \cdot i_{ld}(t) dt \quad (3.1)$$

$$V_G = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_g(t)^2 dt} \quad (3.2)$$

Posto isto, com o valor da potência ativa e o valor eficaz ao quadrado da tensão da rede elétrica, calcula-se a condutância equivalente (G_e) através da equação (3.3).

$$G_e = \frac{P}{V_G^2} \quad (3.3)$$

O valor da corrente consumida pela condutância (i_{Ge}), correspondente à corrente desejável que a rede elétrica deve fornecer à carga, pode então ser obtido com recurso à equação (3.4).

$$i_{Ge}(t) = G_e \cdot v_g(t) \quad (3.4)$$

Finalmente, a referência da corrente de compensação (i_{comp}) é dada pela lei dos nós, e corresponde à diferença entre a corrente na carga e a corrente a ser fornecida pela rede elétrica, sendo obtida através da equação (3.5).

$$i_{comp} = i_{ld}(t) - i_{Ge}(t) \quad (3.5)$$

3.2.2 Teoria $p-q$

A teoria da potência reativa instantânea, também conhecida como teoria $p-q$, foi proposta originalmente por Akagi em 1983 para os sistemas trifásicos de três fios [68], e expandida posteriormente para sistemas a quatro fios por Aredes [69]. Porém, com algumas modificações, esta teoria no domínio do tempo permite também controlar um FAP monofásico [70]. A teoria $p-q$ começa por uma simplificação do sistema trifásico, através da transformada de Clark, que transforma as coordenadas $a-b-c$, para as coordenadas $\alpha-\beta-0$, utilizadas nesta teoria, sendo aplicada às tensões e correntes do sistema relativas a cada uma das fases. No caso de um sistema monofásico, onde apenas existe uma tensão e uma corrente, são emuladas para fins matemáticos as outras duas tensões e correntes do sistema trifásico desfasadas $\pm 120^\circ$ [64]. No entanto, uma abordagem com menores recursos computacionais, consiste em emular um sistema bifásico ao invés de um trifásico, como representado na Figura 3.2. Desta forma, apenas é necessário criar uma segunda fase a partir da fase existente. Assim, a fase a corresponde à componente α , sendo a componente β conseguida atrasando 90° o sinal de α .

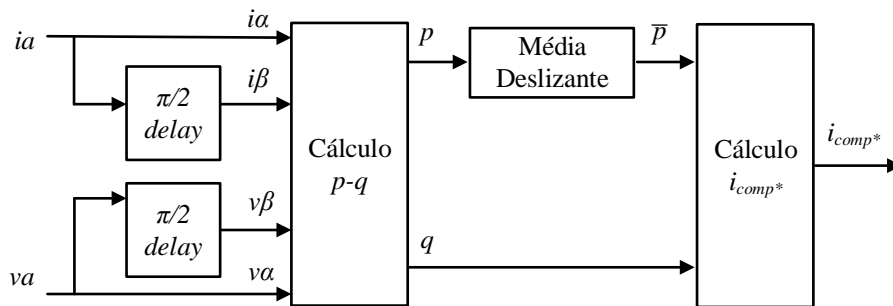


Figura 3.2 Diagrama de blocos da teoria $p-q$ para sistemas monofásicos.

As grandezas nas coordenadas α - β relativas à tensão e à corrente podem ser obtidas através da transformação representada na equação (3.6) e (3.7), respetivamente, assumindo a denominação do valor instantâneo da tensão da rede dado por $v_g(\omega t)$ e o valor instantâneo da corrente consumida pela carga dado por $i_{ld}(\omega t + \Phi)$, onde ω representa a frequência angular da rede e Φ o desfasamento entre a fundamental da corrente e da tensão [71].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s(\omega t) \\ v_s\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ld}(\omega t + \Phi) \\ i_{ld}\left(\omega t + \Phi - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Posteriormente, é possível calcular as componentes instantâneas da potência, nomeadamente, a potência real instantânea (p) e a potência imaginária instantânea (q), através da equação (3.8).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Cada uma das potências referidas pode ser decomposta na sua componente média (\bar{p} e \bar{q}) e na sua componente alternada (\tilde{p} e \tilde{q}), como representado na equação (3.9) para a potência real instantânea e na equação (3.10) para a potência imaginária instantânea.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.9)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.10)$$

Como apenas a componente média da potência real instantânea (\bar{p}) é relevante para o consumo de energia da carga, a potência imaginária instantânea (q) e a componente alternada da potência real instantânea (\tilde{p}) vão ser anuladas pelo algoritmo de controlo do FAP. Desta forma, as correntes de compensação nas coordenadas α - β são dadas pela equação (3.11).

$$\begin{bmatrix} i_{comp\alpha}^* \\ i_{comp\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\bar{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Considerando a fase do sistema como sendo a fase a , a referência da corrente de compensação (i_{compa}^*) é calculada através da equação (3.12).

$$i_{compa}^* = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (-v_\alpha \bar{p} - v_\beta q) \quad (3.12)$$

3.2.3 Teoria de Controlo Através da Tensão do Barramento CC

A teoria de controlo através da tensão do barramento CC é uma forma simples de obter a corrente de compensação, baseada na variação do valor da tensão do barramento CC do conversor de potência. Na Figura 3.3 é possível observar o diagrama de blocos deste controlo. A variação da tensão do barramento CC está relacionada com o valor da corrente a ser fornecida pela rede elétrica, pelo que é utilizado o erro entre a tensão do barramento CC e a tensão de referência desejada, que serve de entrada a um controlador proporcional integral (PI) [72]. Nesta teoria, o ajuste dos parâmetros do controlador PI é um fator crucial, uma vez que o comportamento do FAP é quase exclusivamente dependente deste controlador. Assim a resposta do controlador PI tem que ser rápida e estável, para que o FAP possua uma boa resposta dinâmica com o mínimo de oscilações possível. Na saída do controlador é obtida a amplitude da corrente desejada na rede elétrica, que multiplicada por um seno unitário em fase com a tensão da rede, dá origem à corrente desejável na rede elétrica. Por fim, através da lei dos nós é calculada a corrente de compensação a ser injetada [64].

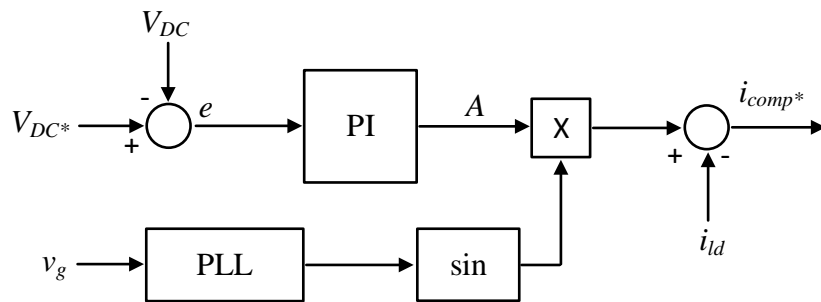


Figura 3.3 Diagrama de blocos da teoria de controlo através da tensão do barramento CC.

3.2.4 Teoria de Potência por Transformada de Fourier

O cálculo da corrente de compensação recorrendo à análise de Fourier constitui uma teoria de controlo no domínio da frequência. Este método pode ser utilizado de formas distintas, detetando a frequência fundamental da corrente e consequentemente anular as restantes frequências, assim como fazer uma análise mais detalhada do espetro harmónico de forma a determinar quais as frequências harmónicas a compensar. Neste item é apresentado um método para a obtenção da corrente desejável na rede elétrica, independentemente da distorção da tensão da mesma [73].

Assim, nesta teoria começa-se por calcular o valor da potência ativa (P). Assumindo que com a utilização do FAP a corrente na rede elétrica fica sinusoidal e em fase com a tensão, pode-se relacionar a potência da rede elétrica com a corrente através da equação (3.13),

onde i_{gp} , representa o valor de pico da corrente de referência da rede elétrica e v_{g1p} , representa o valor de pico da componente fundamental da tensão da rede elétrica.

$$P = \frac{i_{gp} \cdot v_{g1p}}{2} \quad (3.13)$$

O valor de pico da componente fundamental da tensão é calculado utilizando a transformada de Fourier, como representado na equação (3.14).

$$Cv_1 = \frac{1}{T} \int_0^T v_g(t) \cdot e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (3.14)$$

O resultado de Cv_1 , é um número complexo com amplitude de $v_{g1p}/2$ e fase com o ângulo θ_{v1} , como representado na equação (3.15).

$$C_{v1} = \frac{v_{g1p}}{2} \angle \theta_{v1} \quad (3.15)$$

Da equação anterior é possível retirar o valor de pico da componente fundamental da tensão da rede, dando origem à equação (3.16).

$$|v_{g1}| = 2 |C_{v1}| \quad (3.16)$$

Sabendo o valor de pico da componente fundamental da tensão, é possível determinar o valor de pico da corrente de referência da fonte através da equação (3.17).

$$i_{gp} = \frac{2P}{v_{g1} \cdot \cos(\theta_{v1})} \quad (3.17)$$

Assim, é obtida a corrente de referência da fonte em ordem ao tempo através da equação (3.18).

$$i_g = i_{gp} \sin(\omega t - \theta_{v1}) \quad (3.18)$$

Por fim, recorrendo à lei dos nós é possível calcular a corrente de compensação a ser injetada, representada na equação (3.19).

$$i_{comp}^* = i_{ld}(t) - i_g(t) \quad (3.19)$$

Para aplicações em FAPs, apesar de vantajosa em condições de ressonância no sistema elétrico, a utilização de teorias de controlo no domínio da frequência envolve acrescidos recursos computacionais, bem como um tempo de resposta lento a variações no sistema, de forma contrária ao que se verifica nas teorias de controlo no domínio do tempo [74].

3.3 Técnicas de Controlo de Corrente

A utilização de conversores de eletrónica de potência tem aumentado para diversas aplicações (i.e., mobilidade elétrica, energia renovável e na melhoria da QEE). As técnicas de controlo de corrente são dos principais blocos constituintes de algoritmos de controlo dos conversores CA-CC para as diversas aplicações anteriormente mencionadas [39], cujo objetivo é controlar a corrente do sistema de acordo com a referência pretendida. Com estas técnicas pretende-se otimizar o desempenho dos conversores, baixar o valor de THD da corrente de entrada e obter uma resposta dinâmica rápida e precisa [75]. Qualquer conversor CA-CC do tipo VSI, operando ligado à rede elétrica, necessita de uma técnica de controlo de corrente de forma a produzir a tensão necessária para se obter a corrente pretendida à saída do conversor. Na interface com a rede elétrica são utilizados filtros passivos, principalmente bobinas, reduzindo os valores de di/dt das correntes. Neste sentido, ao longo das últimas décadas, várias técnicas de controlo de corrente, analógicas e digitais, têm sido apresentadas. Embora as técnicas analógicas tenham uma resposta transitória mais rápida e não possuem atraso causado pela conversão analógica-digital, as técnicas digitais têm sido exploradas de forma mais intensiva devido aos avanços nos microcontroladores [39][76][77][78].

De acordo com o âmbito desta dissertação, neste item está apresentada uma revisão da literatura relativa a algumas técnicas de controlo de corrente lineares e não-lineares que são amplamente empregues nos conversores de potência monofásicos. As técnicas de controlo de corrente lineares são aquelas que utilizam, separadamente, um controlo do erro da corrente e a modulação da tensão de referência, sendo a sua principal vantagem a operação com frequência fixa. As técnicas de controlo de corrente não-lineares baseiam a modulação da tensão de referência diretamente pelo erro da corrente [79]. Das várias técnicas de controlo de corrente presentes na literatura destacam-se: o controlo de corrente por histerese, *periodic sampling*, PI, *feedforward* e preditivo. Além destas, na literatura existem outras técnicas que também podem ser empregues, mas com menor expressão no escopo desta dissertação.

3.3.1 Controlo de Corrente por Histerese

O controlo de corrente por histerese é simultaneamente a técnica mais simples e robusta de implementar, uma vez que a tensão produzida pelo conversor e por conseguinte a corrente obtida apenas depende da corrente de referência. Este método consiste na comparação entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor, adicionando uma margem de

histerese ao resultado da comparação [80]. Na Figura 3.4 encontra-se representado um diagrama de blocos, constituído pelo comparador de um dos braços do conversor, que representa o controlo de corrente por histerese. Uma determinada saída do comparador é utilizada como sinal de comando para a *gate* do semiconductor de potência superior (T) do braço, e a negação lógica da saída do comparador utilizada para comandar a *gate* do semiconductor de potência inferior (B) desse mesmo braço do conversor.

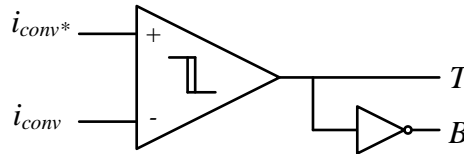


Figura 3.4 Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.

É comum esta técnica de controlo de corrente ser implementada analogicamente, contudo, também pode ser implementada digitalmente, sendo para tal necessário seleccionar uma frequência de amostragem suficientemente elevada para que a corrente produzida esteja dentro das margens de histerese [81]. Desta forma, quando a corrente é menor que o limite inferior da margem de histerese, o conversor comuta para o nível de saída alto, quando é atingido o limite superior o conversor comuta para o nível de saída baixo e quando se mantém dentro da margem de histerese o conversor mantém o seu nível de saída. O desempenho desta técnica está empiricamente relacionado com a margem de histerese definida, pelo que uma margem mais estreita resultará numa melhor qualidade da forma de onda de saída, porém necessita de frequências de comutação mais elevadas, o que leva a um aumento das perdas por comutação [82]. Contudo, esta técnica de controlo de corrente apresenta como principal desvantagem o facto de operar com frequência de comutação variável, desencadeando outras desvantagens como o aparecimento de harmónicos de corrente distribuídos por uma faixa alargada de frequências, poder originar comutações demasiado rápidas para os semicondutores de potência utilizados e dificuldade de projetar o filtro de acoplamento à rede elétrica. Além deste princípio de funcionamento descrito acima, existem na literatura soluções que fazem a comparação do erro com uma margem de histerese variável, permitindo operar com frequências de comutação limitadas ou fixas [77][78].

3.3.2 Controlo de Corrente por *Periodic Sampling*

A técnica de controlo de corrente por *periodic sampling* (PS) pode ser considerada um caso particular do controlo de corrente por histerese digital com margem zero. Tal como a

técnica exposta no item anterior, a técnica de controlo de corrente por PS é uma técnica muito simples e robusta de implementar que apresenta uma excelente resposta dinâmica. Esta tem por base a comparação entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor, sem existência de margem de histerese mas com a adição de limite máximo da frequência de comutação a aplicar aos semicondutores de potência, ou seja, o sinal de saída no comparador sem histerese não é aplicado diretamente às *gates* dos semicondutores de potência; antes disso, passa por um circuito de amostragem e retenção com frequência fixa, de forma a permitir que a corrente de saída cruze várias vezes a corrente de referência sem existir ordem de comutação para os semicondutores de potência, garantindo que estes mudam de estado apenas uma vez em cada ciclo de amostragem. Na Figura 3.5 encontra-se representado um diagrama de blocos do controlo de corrente por PS. A saída do comparador é memorizada através de um *flip-flop* do tipo D, e as saídas do *flip-flop* são utilizadas como comando para as *gates* dos semicondutores de potência de um braço do conversor, sendo utilizado um sinal quadrado na entrada de *clock* de modo a definir a frequência de amostragem.

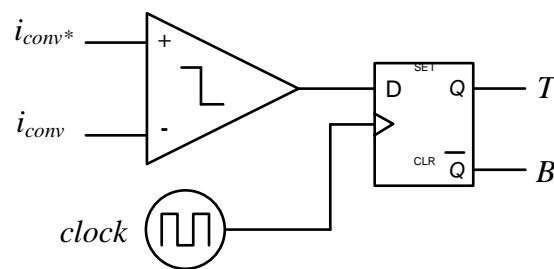


Figura 3.5 Diagrama de blocos do controlo de corrente por PS.

Para além de esta técnica ser facilmente implementada num controlador analógico, também é muito simples de implementar num microcontrolador, sendo efetuada a comparação da corrente de saída do conversor com a corrente de referência a uma frequência constante, limitando a máxima frequência de comutação a metade da frequência de amostragem e atuando sobre uma saída digital em concordância com o resultado da comparação. A principal desvantagem desta técnica, comum ao controlo de corrente por histerese, prende-se com o facto de não ser possível controlar a frequência mínima de comutação. Além disso, apesar de a corrente de saída do conversor possuir um elevado *ripple*, a técnica de controlo de corrente por PS não pode ser descartada, pois a sua simplicidade e robustez tornam esta técnica bastante interessante, cujo desempenho pode ser melhorado com o aumento da frequência de amostragem/comutação [83].

3.3.3 Controle de Corrente PI Estacionário com Modulação SPWM

A técnica de controle proporcional integral (PI) é uma das técnicas de controle de corrente mais utilizadas em conversores de eletrônica de potência. Um controle de corrente por PI estacionário com modulação SPWM utiliza o erro entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor como variável de entrada de um controlador PI, de forma a obter a tensão de referência que o conversor deve sintetizar. A saída resultante deste controlador consiste no sinal de referência da modulação SPWM, sendo efetuada uma comparação entre o sinal obtido e a portadora triangular, resultando no sinal de comando a ser aplicado aos semicondutores de potência de forma ao conversor produzir a tensão que origina a corrente pretendida [77][78]. Apesar desta técnica ser relativamente mais complexa de implementar comparativamente com as duas expostas anteriormente, possui a vantagem de compensar automaticamente as não-linearidades do conversor CA-CC provocadas pelo *deadtime* [84]. Porém, estes controladores podem apresentar problemas de saturação devido a variações na referência, que são solucionados recorrendo a estratégias *anti-windup* expostas em [85]. Além disso, os ganhos do controlador PI devem ser ajustados para que a tensão de referência (saída do controlador PI) seja sempre inferior à amplitude da portadora triangular, de forma a manter o índice de modulação inferior à unidade e para que o erro da corrente em regime permanente seja o menor possível [40]. Na Figura 3.6 encontra-se representado o diagrama de blocos de um controle de corrente por PI estacionário combinado com uma técnica de modulação SPWM.

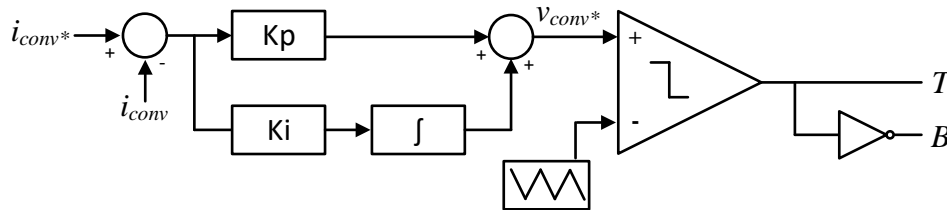


Figura 3.6 Diagrama de blocos do controle de corrente PI com modulação SPWM.

Considerando a implementação digital, existem algumas possibilidades de implementar o controlador PI, no entanto, a mais comum em eletrônica de potência consiste em:

$$m_P[k] = k_P(i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) \quad (3.20)$$

$$m_I[k] = k_I f_s (i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) + m_I[k - 1] \quad (3.21)$$

Onde a referência de tensão para o conversor é obtida de acordo com:

$$v_{conv}^*[k] = m_P[k] + m_I[k] \quad (3.22)$$

Nesta técnica de controlo de corrente, a modulação de tensão e a compensação do erro de corrente são independentes, permitindo a operação do conversor com frequência de comutação fixa. Este facto, resulta nas vantagens de eliminar o ruído audível provocado pelas comutações de baixa frequência, na presença dos harmónicos de corrente centrados na frequência de comutação (facilitando o cálculo dos elementos passivos para a filtragem dos mesmos) e uma posterior diminuição do *ripple* da corrente produzida. No entanto, tem a desvantagem de não ter uma resposta rápida a variações bruscas do sinal de referência, cujo atraso pode ser reduzido com um bom ajuste nos ganhos, mas nunca completamente eliminado. Assim sendo, o desempenho do controlador é afetado quando o sinal de referência apresenta variações rápidas, tornando-se necessário o reajuste dos ganhos do controlador quando se pretende sintetizar correntes diferentes e/ou quando uma eventual carga se altera [79].

3.3.4 Controlo de Corrente *Feedforward*

O controlo de corrente *feedforward* partilha de uma forma semelhante as características do controlo de corrente por PI exposto na secção anterior. Além disso, tem como objetivo reduzir os efeitos de perturbações em sistemas de controlo, sendo especialmente útil em sistemas cuja referência varia no tempo e o *feedback*, só por si, não assegura o rastreamento adequado. Neste sentido, esta técnica de controlo de corrente consiste em gerar um sinal de referência padrão (*duty-cycle* - δ^*), que é adicionado à tensão de referência, de forma a facilitar a tarefa do controlador PI da corrente [86]. Na Figura 3.7 encontra-se representado o diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente *feedforward*.

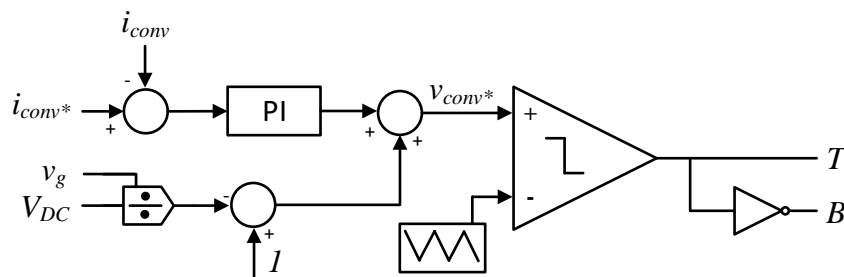


Figura 3.7 Diagrama de blocos do controlo de corrente *feedforward*.

Para a implementação deste controlo de corrente, podem ser empregues diferentes controladores PI, quer síncronos, quer estacionários como o exposto na secção anterior [64]. No âmbito desta dissertação, para o caso específico do conversor CA-CC *full-bridge* totalmente controlado o (δ^*) é definido por:

$$\delta^* = 1 - \frac{v_g}{V_{DC}} \quad (3.23)$$

Onde v_g é a tensão na rede elétrica e V_{DC} é a tensão no barramento CC do conversor. Considerando uma implementação digital, este *duty-cycle* é adicionado a um controlador PI, resultando numa implementação de acordo com:

$$v_{conv}^*[k] = k_p(i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) + k_I f_s(i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) + m_I[k-1] + \left(1 - \frac{v_g[k]}{V_{DC}[k]}\right) \quad (3.24)$$

3.3.5 Controlo de Corrente Preditivo

O controlo de corrente preditivo, à semelhança do controlo PI, constitui um tipo de controlo linear, devido ao facto de a modulação da tensão encontrar-se separada da compensação do erro. Como tal, proporciona ao conversor uma frequência de comutação fixa, sendo uma técnica bastante utilizada no controlo de conversores de eletrónica de potência [77]. O controlo de corrente preditivo consiste em determinar a tensão de referência que o conversor deve sintetizar para que a corrente produzida igual à corrente de referência após um número pré-determinado de períodos de amostragem [87]. Para tal, utiliza o modelo elétrico do sistema para calcular a tensão de saída do conversor necessária para eliminar o erro entre a corrente de saída e a corrente de referência, de modo a obter a corrente desejada à saída do conversor [66]. Na Figura 3.8 encontra-se representado o modelo elétrico geral do controlo de corrente preditivo ligado à rede elétrica através de uma bobina de acoplamento.

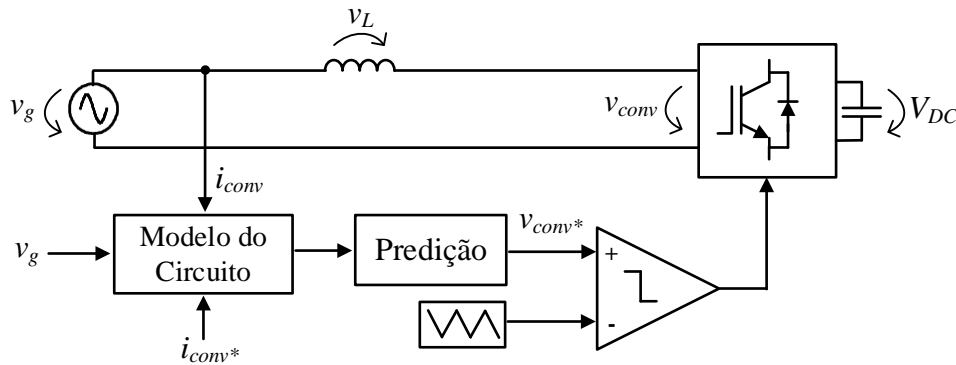


Figura 3.8 Diagrama de blocos do modelo geral do controlo de corrente preditivo.

O modelo deste tipo de sistema geralmente consiste numa bobina de acoplamento à rede elétrica como referido anteriormente. Desta forma, aplicando a lei das malhas ao circuito apresentado na Figura 3.8 é possível deduzir que a tensão de saída do conversor (v_{conv}) terá de ser igual à queda de tensão na bobina (v_L) somada à queda de tensão na rede elétrica (v_g), como representado em:

$$v_{Conv} = v_L + v_g \quad (3.25)$$

Desprezando a resistência interna da bobina de acoplamento à rede elétrica e substituindo a tensão na indutância pela equação da corrente, obtém-se a equação (3.26).

$$v_{Conv} = L \frac{di_{conv}}{dt} + v_g \quad (3.26)$$

Como a realimentação é efetuada através da corrente i_{conv} , o erro da corrente é dado pela diferença entre a corrente de referência i_{conv}^* e a corrente i_{conv} , de acordo com:

$$i_{erro} = i_{conv}^* - i_{conv} \quad (3.27)$$

Substituindo a corrente i_g da equação (3.26) em (3.27), obtém-se:

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = L \frac{di_{conv}^*}{dt} + v_g - v_{conv} \quad (3.28)$$

Assumindo a implementação digital, sendo a frequência de amostragem bastante superior à frequência do sinal a ser sintetizado, pode-se considerar que a derivada do erro varia de forma praticamente linear. Assim, a equação (3.28) pode ser reescrita na equação (3.29), onde T_s representa o período de amostragem e Δi_{conv}^* a variação da corrente de referência.

$$L \frac{i_{erro}}{T_s} = L \frac{\Delta i_{conv}^*}{T_s} + v_g - v_{conv} \quad (3.29)$$

De forma a anular o erro da corrente, a tensão aplicada à bobina tem de ser o simétrico do valor calculado. Assim sendo, a equação (3.30) exprime a tensão a ser efetivamente produzida pelo conversor.

$$v_{conv} = v_g + L \frac{i_{erro}}{T_s} + L \frac{\Delta i_{conv}^*}{T_s} \quad (3.30)$$

Reescrevendo a equação anterior no domínio discreto, obtém-se:

$$v_{conv}^*[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (i_{conv}^*[k] - i_{conv}^*[k-1] + i_{erro}[k]) \quad (3.31)$$

Substituindo o termo i_{erro} e reescrevendo a equação anterior, obtém-se a equação simplificada do cálculo da tensão de referência do conversor para a implementação do controlo de corrente preditivo de acordo com:

$$v_{conv}^*[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (2i_{conv}^*[k] - i_{conv}^*[k-1] + i_{conv}[k]) \quad (3.32)$$

Assim, a tensão produzida pelo conversor constitui a tensão de referência da modulação SPWM [64]. Não obstante, este controlo tem como principal vantagem em relação ao

controlo PI o facto de não possuir ganhos, que torna o desempenho do mesmo independente do tipo de corrente que se pretende sintetizar. Além disso apresenta uma resposta mais rápida a variações bruscas da corrente de referência. Contudo, trata-se de um tipo de controlo sensível a erros ou alterações nos parâmetros do sistema (principalmente da bobina de acoplamento à rede elétrica) [88].

3.4 Técnicas de Modulação PWM

De forma a controlar as comutações dos semicondutores que constituem os conversores de eletrónica de potência é necessário implementar uma técnica de modulação. Na modulação PWM, a variação da largura de um pulso é efetuada variando o tempo em que o pulso permanece em nível lógico alto. A relação entre o tempo que o pulso está em nível lógico alto e o período total do pulso é chamada de *duty-cycle* (δ), que é definida pela seguinte equação:

$$\delta = \frac{t_{ON}}{T} \quad (3.33)$$

O princípio básico da modulação PWM consiste na comparação de uma onda moduladora (referência) e uma onda portadora. Geralmente a portadora consiste num sinal triangular, ou dente-de-serra, com uma frequência elevada superior à frequência da onda moduladora. Assim, o sinal de saída proveniente da comparação da onda moduladora com a onda portadora fica com nível lógico alto que corresponde ao estado ligado (interruptor fechado - saturação), se o valor da onda de referência for superior ao valor da onda triangular, e fica com nível lógico baixo, que corresponde ao estado desligado (interruptor aberto - corte), quando o valor da onda de referência é inferior ao valor da onda triangular, obtendo-se assim um sinal de saída com um *duty-cycle* variável que vai determinar o estado (fechado/aberto) dos semicondutores de potência [89]. Na Figura 3.9 é possível observar o princípio básico de funcionamento da técnica de modulação PWM num dado instante. A frequência da onda portadora corresponde à frequência com que os semicondutores de potência vão comutar. Com este tipo de modulação garante-se uma frequência fixa de comutação, permitindo de forma mais simples filtrar essas frequências no sinal sintetizado, reduzindo assim os harmónicos em torno da frequência de comutação.

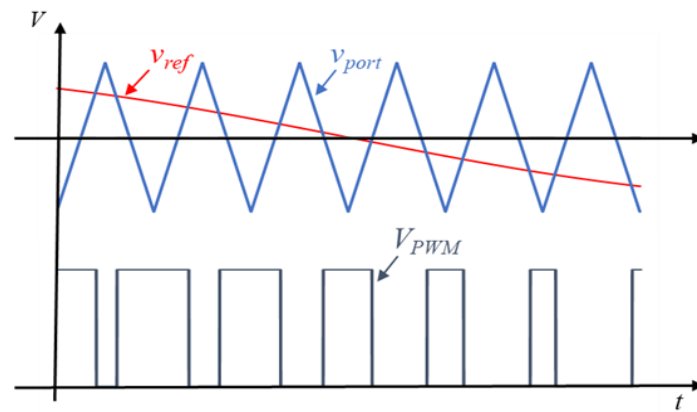


Figura 3.9 Princípio de funcionamento da modulação PWM.

Contudo, existem diferentes variantes de modulação PWM. Quando a moduladora é constituída por uma onda sinusoidal, está perante um caso particular de modulação por largura de pulso sinusoidal (*sinusoidal pulse-width modulation* - SPWM) [90]. Esta técnica de modulação é largamente utilizada em conversores CC-CA, uma vez que a moduladora consiste na onda que se pretende sintetizar e na técnica SPWM esta onda corresponde a uma senoide com a frequência pretendida. Além disso, trata-se de uma técnica simples e que proporciona um bom desempenho ao conversor [91].

3.4.1 Modulação SPWM Bipolar

Na modulação SPWM bipolar existe apenas uma onda portadora e um sinal de referência, pelo que o resultado da comparação, resulta em dois valores possíveis. Este resultado e o respetivo negado correspondem aos sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência. Na Figura 3.10 encontra-se representada a lógica de controlo para esta técnica de modulação a aplicar aos braços de um conversor.

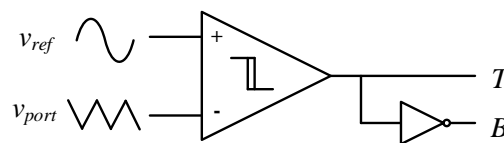


Figura 3.10 Lógica de controlo da modulação SPWM bipolar.

Na Figura 3.11 encontra-se representada a onda portadora (v_{port}), a referência (v_{ref}) e o sinal de saída (V_{out}) resultante da modulação SPWM bipolar. Verifica-se que quanto maior a largura de pulso da onda de saída maior é o seu valor médio em cada instante, sendo que um *duty-cycle* de 50% corresponde ao valor zero. Com esta técnica de modulação apenas é possível obter dois níveis de tensão no sinal de saída, nomeadamente $+V_{DC}$ e $-V_{DC}$ [92][93].

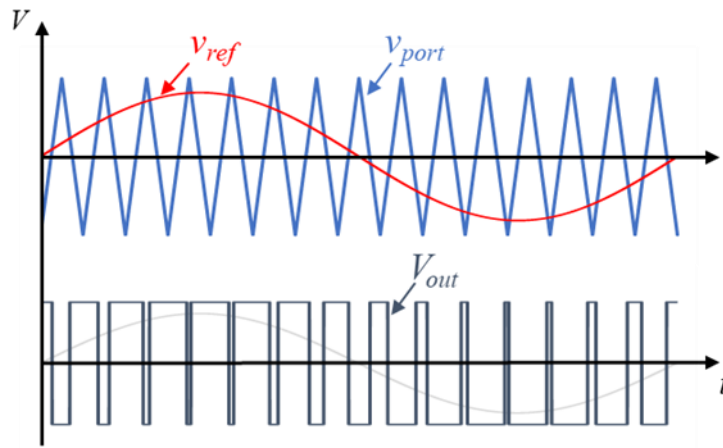


Figura 3.11 Princípio de funcionamento da modulação SPWM bipolar.

3.4.2 Modulação SPWM Unipolar

A modulação SPWM unipolar possui apenas uma onda portadora triangular, mas conta com dois sinais de referência, tratando-se de uma senoide de igual frequência e amplitude desfasada de 180° . Desta forma, são efetuadas duas comparações, que com a adição de cada respectivo negado, resulta em quatro sinais de comando. De referir que este tipo de modulação não pode ser utilizado em conversores em meia ponte, uma vez que o número de semicondutores de potência é inferior ao número de sinais de comando. Para além disso, a aplicação desta topologia de modulação permite aos conversores de eletrônica de potência a obtenção de um terceiro nível de tensão (zero). Na Figura 3.12 encontra-se representada a lógica de controlo para esta técnica de modulação a aplicar aos braços de um conversor.

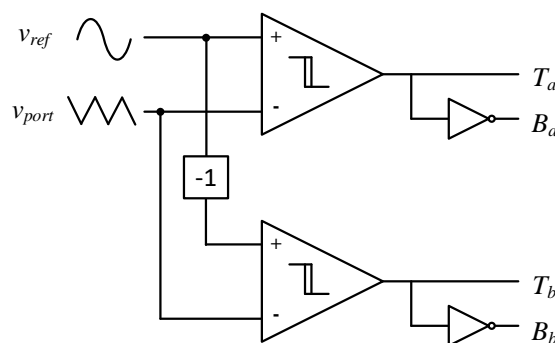


Figura 3.12 Lógica de controlo da modulação SPWM unipolar.

Na Figura 3.13 encontra-se representada a onda portadora (v_{port}), as duas referências (v_{ref1} e v_{ref2}) e o sinal de saída (V_{out}). Verifica-se que a modulação é efetuada em cada instante entre um dos valores de topo e o valor zero, o que proporciona três valores de tensão à saída do conversor, nomeadamente $+V_{DC}$, 0 e $-V_{DC}$. Para além disso, a frequência do sinal de saída adquire um valor duas vezes superior à frequência de comutação, melhorando o desempenho desta técnica de modulação [92][93].

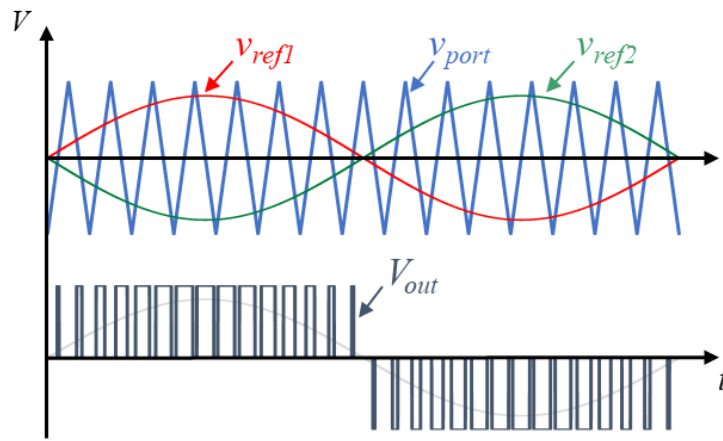


Figura 3.13 Princípio de funcionamento da modulação SPWM unipolar.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o estado-da-arte sobre algumas estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência CA-CC. Primeiramente foram abordadas algumas teorias de controlo de potência utilizadas em FAPs para calcular a corrente de compensação a injetar na rede elétrica para sistemas monofásicos. Desta forma, foram enumeradas e analisadas teorias no domínio do tempo, como por exemplo a teoria FBD, que é relativamente simples de implementar e cuja carga é substituída por uma condutância em paralelo com uma fonte de corrente. Foi analisada a teoria $p-q$ que, normalmente, é utilizada em sistemas trifásicos, mas que pode ser adaptada para sistemas monofásicos. Foi também analisada uma técnica que calcula a corrente de compensação através da variação da tensão no barramento CC do conversor. As teorias de controlo no domínio do tempo apresentam uma resposta rápida a variações na corrente medida, porém o desempenho destas pode ser afetado em situações de ressonância no sistema elétrico. Como tal, foi também analisada uma teoria de controlo de potência no domínio da frequência. Esta recorre à transformada de Fourier para determinar a amplitude da componente fundamental da tensão da rede elétrica para, através do valor da potência média, determinar a amplitude da corrente da fonte desejável após a compensação. Como grande desvantagem, comum a todas as teorias no domínio da frequência, prende-se com o facto de o processamento requerido pelo controlador ser bastante superior aos métodos de compensação no domínio do tempo.

Posteriormente, foram abordadas algumas das principais técnicas de controlo de corrente para os conversores de potência. Foram enumeradas e analisadas técnicas de controlo de corrente não-lineares, como o comparador por histerese e o PS, que possuem frequência variável, concluindo-se que estas técnicas possuem uma elevada robustez e uma rápida

resposta, porém produzem correntes com elevados valores de *ripple* à saída. Foram também analisadas técnicas de controlo de corrente linear como o controlo PI, *feedforward* e preditivo, que possuem frequência fixa, concluindo-se que, apesar de serem relativamente mais complexas de implementar e apresentarem uma resposta mais lenta em relação às não-lineares, possuem um desempenho bastante superior em termos de distorção harmónica da corrente produzida.

Por fim, foram abordadas as principais técnicas de modulação PWM, com principal destaque para a modulação por largura de pulso sinusoidal (SPWM), comumente aplicada nos conversores de eletrónica de potência. Desta forma, foram enumeradas e analisadas as vantagens e desvantagens da modulação SPWM bipolar e da modulação SPWM unipolar. Apesar de a modulação unipolar não ser possível implementar em conversores em meia ponte, possui um melhor desempenho, visto que permite obter mais um nível de tensão de saída e a frequência do sinal de saída adquirir um valor duas vezes superior à frequência de comutação.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Conversor CA-CC

4.1 Introdução

As simulações computacionais são uma parte integrante das etapas essenciais no projeto e desenvolvimento de sistemas de eletrônica de potência. Deste modo, é possível fazer o estudo prévio do comportamento do sistema, otimiza-lo e prevenir eventuais erros que possam existir, sem qualquer custo e de uma forma segura. Neste contexto, torna-se evidente a importância das simulações na diminuição do risco de perigo humano e danificação de equipamentos e componentes eletrônicos. Com o auxílio de uma ferramenta de simulação é possível fazer testes preliminares relativos à implementação dos andares de controlo e de potência, permitindo analisar detalhadamente o comportamento do sistema a desenvolver. Para tal, é necessário desenvolver um modelo de simulação o mais aproximado possível do sistema real, sendo para isso necessário, por exemplo, incluir os aspetos não ideais e as não linearidades dos componentes do sistema real. No âmbito desta dissertação foi utilizada a ferramenta de simulação computacional PSIM, cujo software permite a utilização de algoritmos em linguagem C e contém uma vasta gama de componentes que podem ser modelados de acordo com as características desejadas pelo utilizador. Através da ferramenta SIMVIEW, também integrada neste software, é possível efetuar cálculos básicos, a visualização de variáveis e respetiva evolução ao longo do tempo, assim como ter acesso à informação dos gráficos para uma eventual exportação de dados.

Ao longo deste capítulo é apresentado o modelo de simulação desenvolvido, assim como os resultados de simulação mais relevantes do conversor USP proposto. Inicialmente, são descritos os detalhes do modelo do conversor USP. Posteriormente, são apresentados os vários estágios de controlo do conversor USP, nomeadamente a sincronização com a componente fundamental da tensão da rede elétrica, o controlo de tensão dos barramentos CC, a teoria de potência e as técnicas de controlo de corrente. Por último, com a finalidade de avaliar o desempenho do conversor USP, são mostrados os resultados de simulação mais relevantes com diferentes cargas.

4.2 Topologia do Conversor CA-CC Proposto

Na Figura 4.1 está apresentado o esquema elétrico completo do andar de potência da topologia do conversor CA-CC proposto (USP). Este é constituído pelo conversor BAR, pelo conversor FWR, pelos barramentos dos respectivos conversores representados pelos condensadores $C1$ e $C2$ e pela bobina de acoplamento à rede elétrica (L). Nesta figura encontra-se ainda representado um bloco que simboliza as cargas conectadas à rede elétrica, um bloco que representa um conversor CC-CC e um bloco que representa as baterias. Refira-se que para se proceder ao carregamento de baterias de VEs seria necessário um eventual conversor CC-CC entre o conversor USP proposto e as baterias, representado a tracejado, pelo facto de não ter sido abordado nesta dissertação, sem prejuízo para a validação do conversor CA-CC a desenvolver. Posto isto, o conversor USP permite operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular os barramentos CC no nível de tensão de referência determinado. A principal característica da topologia do conversor USP consiste na existência de uma divisão de correntes entre o conversor FWR e o conversor BAR a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica, com o objetivo de diminuir o valor eficaz da corrente sintetizada pelo conversor BAR, e consequentemente diminuir as perdas de energia associadas aos semicondutores de potência.

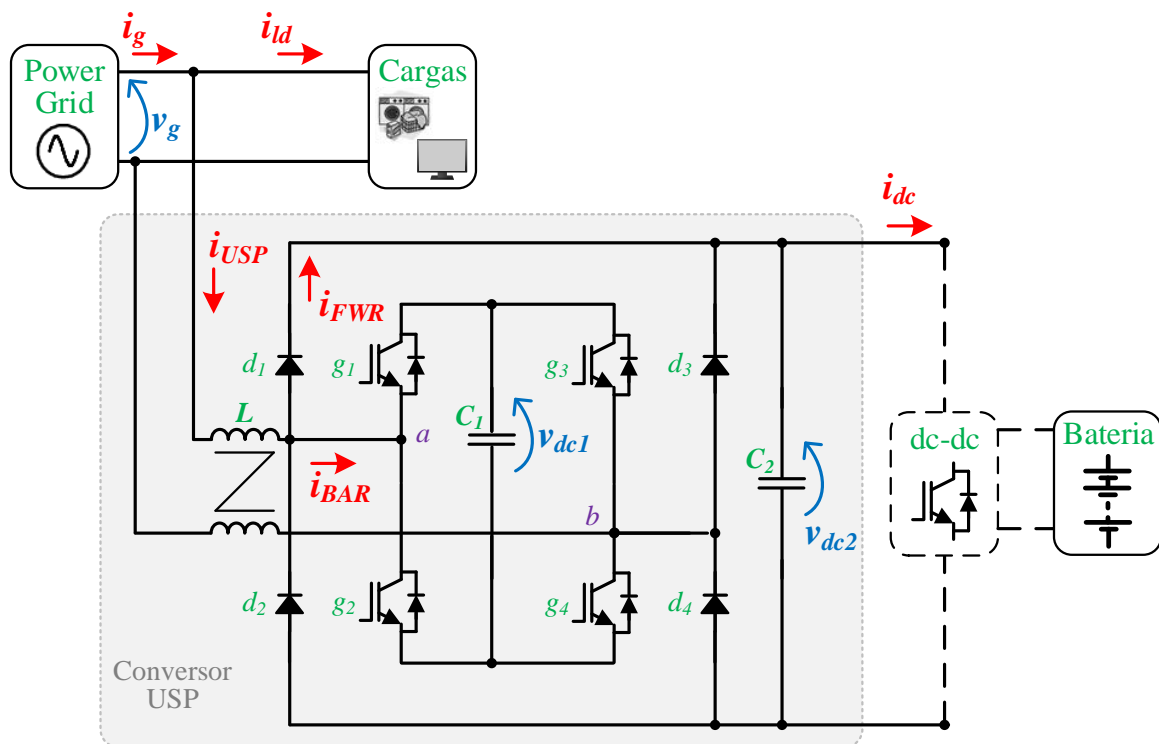


Figura 4.1 Esquema elétrico completo do andar de potência.

Durante o funcionamento no modo (G2V), os IGBTs do conversor BAR podem manter-se *off*, enquanto os seus díodos internos funcionam como ponte retificadora, assim como o conversor FWR. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, os condensadores $C1$ e $C2$ encontram-se conectados com a rede elétrica através dos díodos internos dos IGBTs ($g1$ e $g4$) e dos díodos ($d1$ e $d4$). Durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, $C1$ e $C2$ fica novamente conectado com a rede elétrica, mas desta vez através dos díodos internos dos IGBTs ($g2$ e $g3$) e dos díodos ($d2$ e $d3$). Não obstante, utilizando uma técnica de controlo adequada, a tensão produzida pelo conversor USP pode assumir três níveis de tensão distintos, uma vez que a tensão v_{ab} (tensão entre os pontos a e b) pode assumir os valores de tensão $+v_{dc}$, 0 e $-v_{dc}$. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs ($g1$ e $g3$) estão *off* e os IGBTs ($g2$ e $g4$) estão *on*, (ou vice-versa) a tensão produzida pelo conversor é 0 , e quando os IGBTs ($g2$ e $g3$) estão *off* e os IGBTs ($g1$ e $g4$) estão *on* a tensão produzida é $+v_{dc}$. Durante o semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, quando os IGBTs ($g1$ e $g3$) estão *off* e os IGBTs ($g2$ e $g4$) estão *on* (ou vice-versa) a tensão produzida é 0 , e quando os IGBTs ($g2$ e $g3$) estão *on* e os IGBTs ($g1$ e $g4$) estão *off* a tensão produzida é $-v_{dc}$. (Assumindo $v_{dc} = v_{dc1} = v_{dc2}$). Na Tabela 4.1 estão apresentados os níveis de tensão produzidos pelo conversor USP de acordo com os diferentes estados dos IGBTs e em função da região em que está o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 4.1. Tabela de estados do conversor USP.

Região	Estado				Tensão
	$g1$	$g2$	$g3$	$g4$	v_{ab}
$0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	0
	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$+v_{dc}$
$180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	0
	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	$-v_{dc}$

4.3 Modelo de Simulação do Conversor CA-CC Proposto

Na Figura 4.2 está apresentado o ambiente de simulação do software PSIM, desenvolvido pela empresa *Powersim Inc*, onde foram desenvolvidas as simulações presentes neste capítulo. Nesta figura é possível visualizar o modelo de simulação relativo ao andar de potência do conversor USP, que é composto pelo conversor BAR e pelo conversor FWR. É ainda possível observar a bobina de acoplamento à rede elétrica, o sistema de pré-carga dos barramentos CC, várias fontes de tensão ligadas em série para simular a existência de

harmônicos existentes na tensão da rede elétrica, uma impedância RL série para simular a impedância de linha, de forma a retratar a realidade de uma rede elétrica, assim como são também visíveis algumas cargas lineares e não lineares ligadas à rede elétrica. Além do andar de potência, nesta figura é também visível o andar de controlo que é constituído por um conjunto de blocos de processamento, programados em linguagem C (*C block*), onde são implementados a maioria dos estágios de controlo do sistema, nomeadamente, a ativação ou desativação de *flags* de comando, o sinal de PLL, a teoria de potência e as técnicas de controlo de corrente. É também visível o circuito responsável pela modulação PWM (bipolar/unipolar) com a inclusão de *deadtime* a aplicar nos semicondutores.

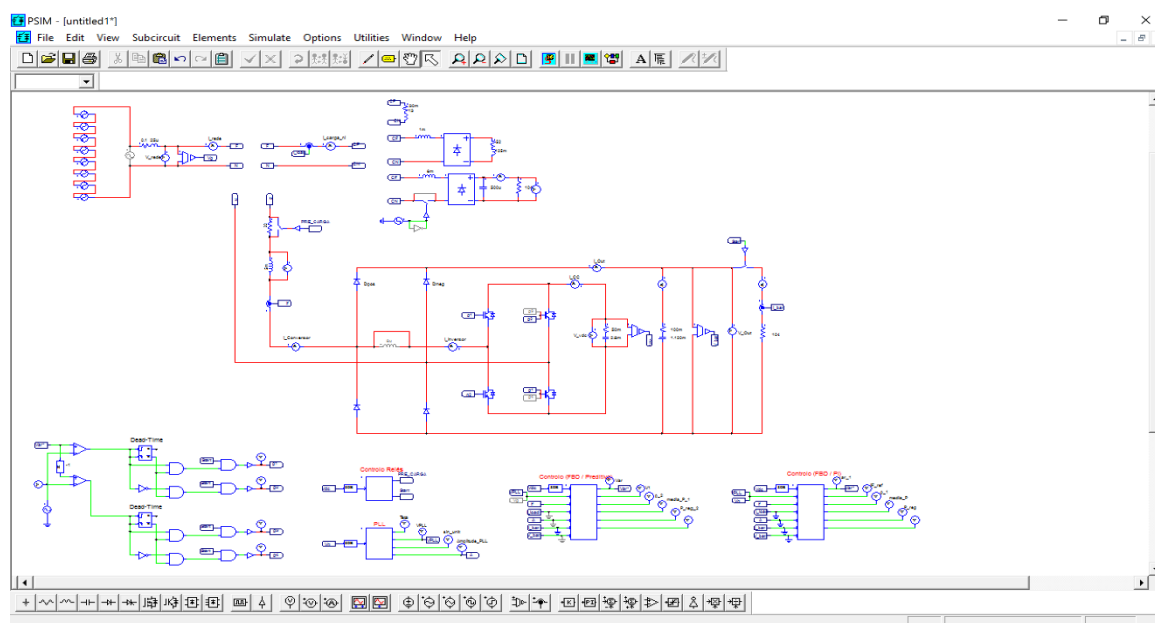


Figura 4.2 Interface gráfico do ambiente de simulação PSIM.

4.4 Sistema de Controlo do Conversor CA-CC Proposto

O sistema de controlo do conversor USP proposto foi desenvolvido com recurso a programação em linguagem C, através do *C block* existente no PSIM. Deste modo, é possível aproximar o modelo de simulação do sistema de controlo ao utilizado no sistema real sem efetuar alterações significativas, facilitando a migração do código de controlo do conversor USP para o *digital signal processor* (DSP) *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, que será a plataforma a utilizar na implementação prática. Outra característica presente nestes blocos de controlo é a possibilidade de definir a frequência de aquisição do sinal através de um bloco retentor de ordem zero (ZOH), permitindo que o controlo seja executado com a mesma frequência de amostragem do sistema real a implementar. Assim, para obter um melhor desempenho é conveniente que a frequência de amostragem tenha o

dobro do valor da frequência de comutação dos semicondutores, possibilitando a atualização do valor de comparação do PWM duas vezes por cada período de amostragem.

4.4.1 Phase-Locked Loop

É importante referir que a tensão da rede elétrica pode apresentar flutuações na amplitude de $\pm 10\%$, enquanto o desvio da frequência nominal correspondente à tolerância admissível para o valor médio da frequência durante 95% do tempo semanal é $\pm 1\%$, como estipulado na norma NP EN 50160 [14]. Para a correta operação do conversor USP é necessário que o sinal de referência da corrente se encontre sincronizado com a componente fundamental da tensão da rede elétrica. Esta sincronização é efetuada recorrendo à utilização de um algoritmo de *phase-locked loop* (PLL), que consiste em gerar à sua saída um sinal sinusoidal em fase com a componente fundamental de um determinado sinal de entrada, mesmo que este apresente elevada distorção harmónica. Além do sincronismo, o sinal da PLL também é útil para determinar a corrente de referência, pois, se os cálculos da corrente de referência forem efetuados com a tensão da rede elétrica, e esta possuir conteúdo harmónico, a corrente produzida também vai apresentar conteúdo harmónico indesejado. Na Figura 4.3 está apresentado o diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL implementada, que foi inicialmente proposta por Karimi-Ghartemani e Iravani em 2001 [94]. Este algoritmo, para além de detetar a fase do sinal de entrada, também se adapta ao valor da amplitude do mesmo, visto que a tensão na rede elétrica pode sofrer oscilações de amplitude ao longo do tempo. A parte da deteção de fase devolve à saída o ângulo do sinal de entrada, θ , que através da função seno, permite obter um sinal sinusoidal unitário, sem ajuste de amplitude. O sinal que faz a realimentação com a entrada resulta do produto desse sinal unitário pelo valor calculado da amplitude do sinal de entrada, dando origem ao sinal de saída da PLL. O algoritmo permite ainda ajustar os ganhos do controlador PI de forma a influenciar a estabilidade e a velocidade com que o sincronismo é obtido.

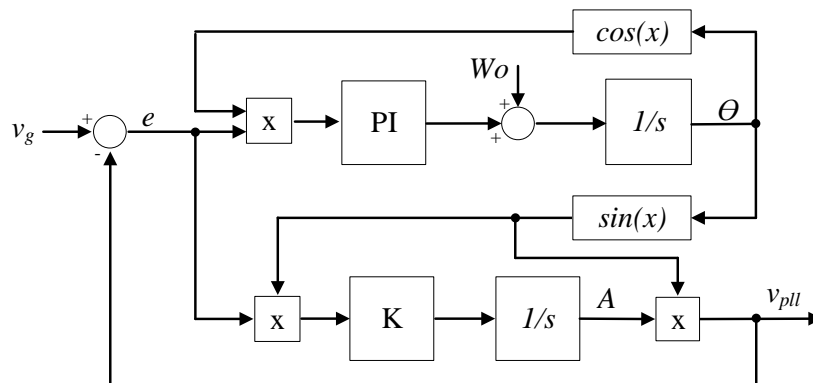
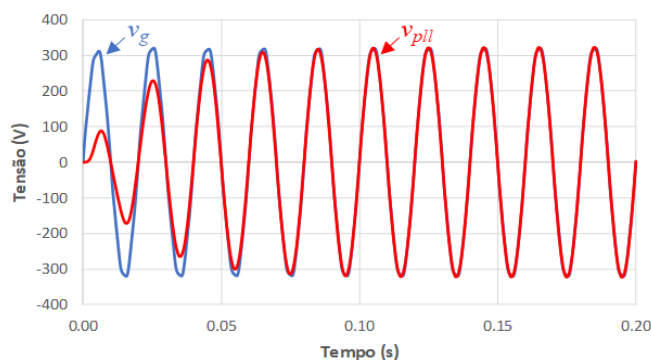
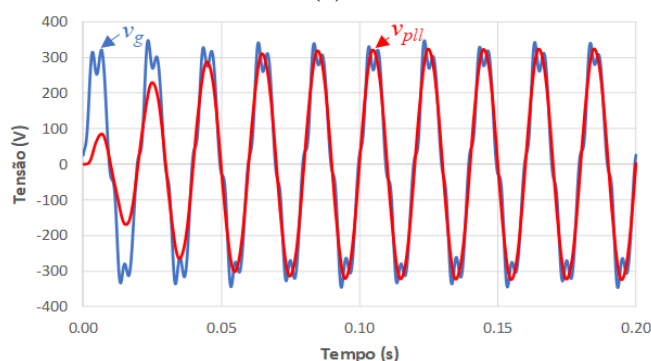


Figura 4.3 Diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL.

Na Figura 4.4(a) encontra-se apresentada uma tensão (v_g) com distorção harmónica, semelhante à que se encontra na rede eléctrica, assim como o sinal de saída (v_{pll}) obtido com a PLL. Com estes resultados, obtidos em simulação, é possível verificar que o sincronismo do sinal é obtido basicamente no final do primeiro ciclo da tensão da rede eléctrica, sendo o valor de amplitude alcançado a partir do terceiro ciclo. Verifica-se também, que o sistema gera um sinal puramente sinusoidal a partir de um sinal destorcido com valores de $THD_{\%f}$ de 0,2% e 1,84%, respetivamente. Na Figura 4.4(b) encontra-se apresentada uma tensão (v_g) com uma distorção harmónica bastante acentuada, assim como o sinal gerado pela PLL (v_{pll}). Nesta figura é possível verificar que tanto o sincronismo, como o valor de amplitude, são alcançados em condições semelhantes aos da Figura 4.4(a), mesmo com um sinal de entrada exageradamente destorcido comparado com o sinal normalmente presente na rede eléctrica. Verifica-se que o sistema gera um sinal puramente sinusoidal a partir de um sinal destorcido com valores de $THD_{\%f}$ de 0,8% e 17,1%, respetivamente.



(a)



(b)

Figura 4.4 Sinal gerado pela PLL sincronizada com a tensão da rede eléctrica:

- (a) Tensão da rede eléctrica com $THD_{\%f}$ de 1,84% e sinal obtido da PLL com $THD_{\%f}$ de 0,2%;
- (b) Tensão da rede eléctrica com $THD_{\%f}$ de 17,1% e sinal obtido da PLL com $THD_{\%f}$ de 0,8%.

De forma a analisar a resposta dinâmica em amplitude e frequência da PLL, é possível observar na Figura 4.5 o sinal gerado pela PLL (v_{pll}) e a tensão na rede eléctrica (v_g) considerando uma subtensão momentânea de 50 V com desfasamento de 1% em relação à frequência fundamental entre os instantes 0,2 s e 0,4 s. Verifica-se também que o sistema

gera um sinal puramente sinusoidal com um desvio de frequência, conseguindo alcançar o valor da tensão da rede em cerca de 3 ciclos.

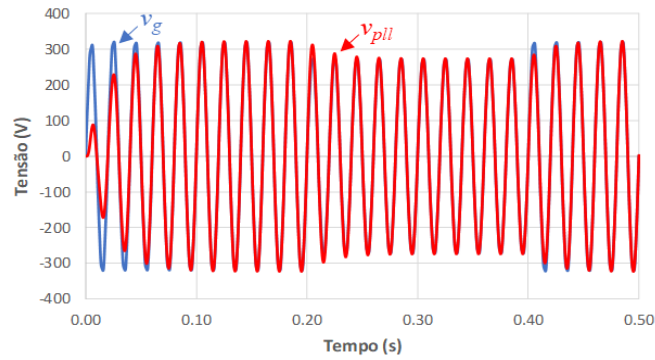


Figura 4.5 Resposta dinâmica em amplitude e frequência da PLL.

4.4.2 Técnica de Controlo de Corrente

Para o controlo da corrente do conversor foram simuladas três técnicas de controlo distintas, designadamente o controlo de corrente por PS, o controlo PI e o controlo preditivo. Estas técnicas estão apresentadas na secção 3.3, assim como uma breve descrição das vantagens e desvantagens de cada uma. Na Figura 4.6 está apresentada uma breve comparação entre estas três técnicas de controlo de corrente, com base em resultados de simulação e utilizando uma corrente de referência (i_{conv*}) com amplitude máxima de 20 A.

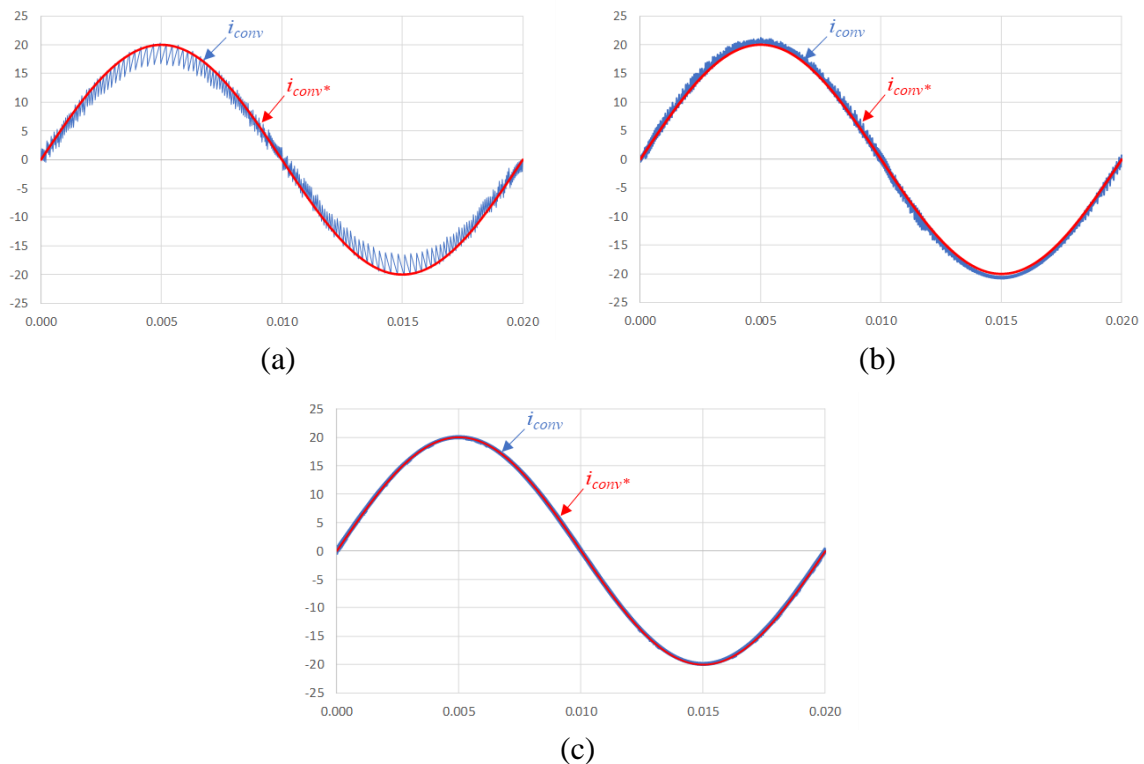


Figura 4.6 Corrente na rede elétrica utilizando três técnica de controlo de corrente: (a) PS; (b) PI; (c) Preditivo.

De acordo com os resultados obtidos na Figura 4.6, na Tabela 4.2 estão apresentados os valores de $THD_{\%f}$ obtidos com as técnicas de controlo de corrente anteriormente referidas. Após uma breve análise, a escolha da técnica de controlo de corrente incidiu sobre as que apresentam comutação de frequência fixa, nomeadamente PI e preditivo, devido ao superior desempenho destas em relação à técnica por PS. No entanto, como o conversor USP deve permitir a compensação dinâmica de harmónicos de corrente e fator de potência perante alterações de carga, a técnica de controlo de corrente escolhida para efetuar as simulações presentes neste capítulo foi o preditivo, devido ao facto de esta apresentar resultados ligeiramente mais satisfatórios e, principalmente, por não possuir ajuste de ganhos, como acontece com a técnica de controlo PI.

Tabela 4.2. Comparação de técnicas de controlo de corrente.

Técnicas de Controlo de Corrente	$THD_{\%f}$
<i>Periodic Sampling</i>	7,2
Proporcional Integral	2,7
Preditivo	1,6

4.4.3 Controlo da Tensão dos Barramentos CC

Previamente à operação do controlo da corrente do lado da rede elétrica (i.e., à operação como CB, FAP ou CB+FAP), é efetuado o controlo da tensão dos barramentos CC (V_{DC}). Para que o conversor USP opere de forma correta, é necessário obter uma tensão mínima nos barramentos CC, cujo valor deve ser superior ao valor máximo da tensão da rede elétrica onde o conversor está conectado. Com um valor eficaz nominal da tensão da rede elétrica de 230 V, foi estipulado um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 400 V. Inicialmente, o primeiro procedimento a executar é a pré-carga dos barramentos CC, visto que na primeira vez que o conversor USP é ligado, estes encontram-se totalmente descarregados. Para isso são utilizados os díodos em anti-paralelo dos IGBTs que constituem o conversor BAR, assim como os que constituem o conversor FWR. De forma a limitar a corrente que flui para os condensadores e principalmente o seu pico inicial característico da aplicação de um elevado dv/dt a cargas capacitivas, é usual a aplicação de uma resistência de pré-carga em série entre o conversor e a rede elétrica. Posteriormente, quando o valor da tensão dos condensadores se aproxima do valor máximo da tensão da rede elétrica, esta resistência é inutilizada através de um relé. Posteriormente, os semicondutores controlados (IGBTs) entram em funcionamento e o sistema de controlo estabelece a corrente de referência com o intuito de manter o valor da tensão dos barramentos CC regulada. Durante o funcionamento do conversor USP, a tensão do

barramento CC do conversor BAR (V_{DC1}) apresenta um *ripple* com frequência de 100 Hz devido à troca de energia entre a rede elétrica e o conversor. Assim, o cálculo do erro para o controlador PI apresentado em 3.2.3, em vez de ser calculado pela diferença entre a tensão de referência e a tensão instantânea do barramento CC, é calculado pelo valor médio da tensão do barramento CC durante o período de um ciclo.

Na Figura 4.7 encontram-se apresentadas as três diferentes etapas do controlo de tensão dos barramentos CC do conversor USP. É importante referir que a tensão do barramento CC do conversor FWR (V_{DC2}) é ajustada através da tensão do barramento CC do conversor BAR (V_{DC1}). Na primeira fase os barramentos CC são carregados utilizando a estratégia anteriormente apresentada até atingir cerca de 300 V, na segunda fase é efetuado o *by-pass* à resistência de pré-carga, permitindo que V_{DC} iguale o valor máximo da tensão da rede elétrica e na terceira fase é efetuado o controlo de tensão dos barramentos CC até estes atingirem 400 V. A partir do momento em que a tensão dos barramentos CC estão controlados com o valor pretendido, é possível dar-se início à operação do conversor num dos seus modos de operação.

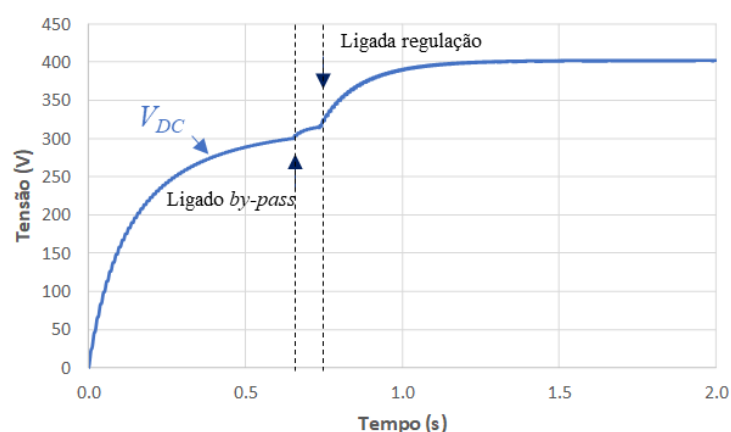


Figura 4.7 Etapas de controlo de V_{DC} do conversor USP proposto.

Na Figura 4.8 encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica e a corrente (i_{conv}) no conversor USP durante as três fases de controlo da tensão dos barramentos CC. Primeiramente é possível observar a corrente na rede elétrica (i_g) limitada pela resistência de pré-carga, onde o conversor se comporta como um retificador. De seguida é possível observar a corrente no momento do *by-pass* à resistência, verificando-se os picos de corrente característicos de um retificador com carga capacitiva. Por último, durante a regulação da tensão dos barramentos CC através de um controlo PI, é possível observar a diminuição do valor da corrente com forma de onda sinusoidal.

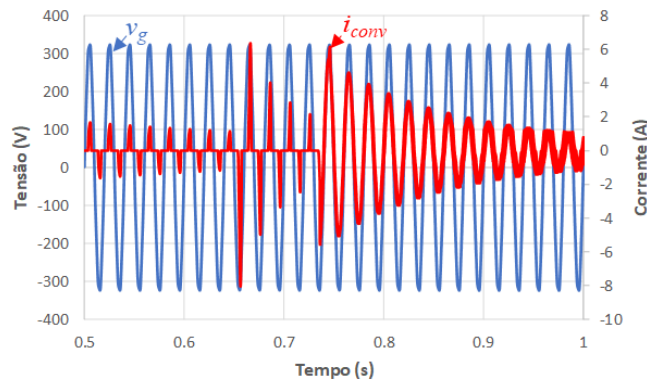


Figura 4.8 Tensão na rede elétrica (v_g) e corrente no conversor (i_{conv}) durante as três etapas de controlo de V_{DC} .

4.4.4 Teoria de Potência

Entre as teorias de potência descritas na secção 3.2, foi seleccionada a teoria FBD para efetuar o cálculo das correntes de referência do conversor USP. Esta escolha teve por base o facto de a teoria de potência FBD ser relativamente simples de implementar para sistemas monofásicos e de necessitar de um número de cálculos reduzidos em comparação com outras teorias de potência, diminuindo assim o tempo de processamento exigido ao DSP. Para efetuar o controlo completo do sistema do conversor USP foi adicionado à teoria FBD, apresentada na secção 3.2, os sinais obtidos através do algoritmo da PLL implementado, a potência para regular a tensão do barramento CC do conversor (P_{reg}) e a potência necessária ao carregamento da bateria (P_{bat}). Na Figura 4.9 está apresentado o diagrama de blocos do controlo do conversor USP para os diferentes modos de operação, sendo que, o algoritmo da PLL e a regulação do barramento CC são elementos comuns a todos os modos de operação do conversor USP. A diferença essencial consiste nas componentes de potência utilizadas para o cálculo da corrente na condutância equivalente.

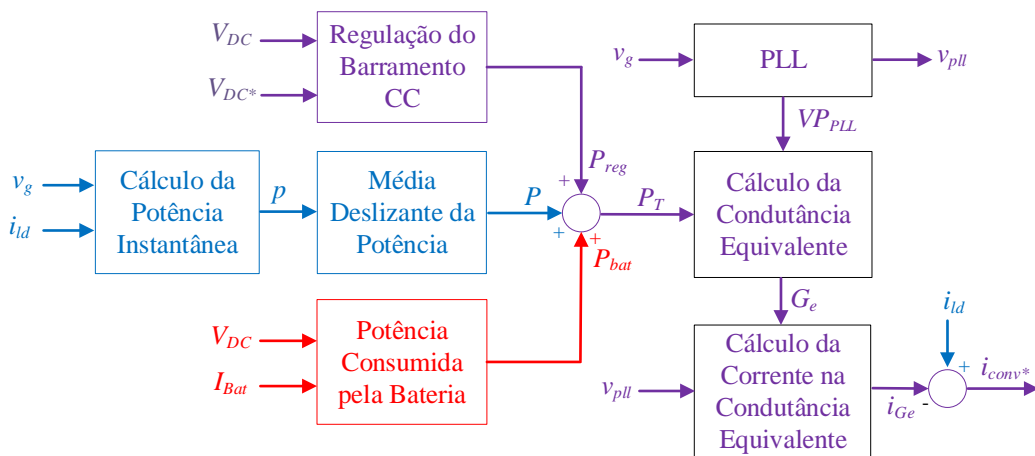


Figura 4.9 Diagrama de blocos do controlo do conversor USP.

Primeiramente é calculada a potência instantânea (p) consumida pelas cargas, resultado da multiplicação dos valores instantâneos da tensão da rede elétrica (v_g) pela corrente na carga (i_{ld}). De seguida, através de um algoritmo de média deslizante é obtido o valor da potência ativa (P). Ao valor de (P) é somado o valor da potência que deve ser fornecida pela rede elétrica ao barramento CC (P_{reg}) e à bateria (P_{bat}). A soma destas três parcelas de potência resulta na potência total (P_T) fornecida pela rede elétrica ao conversor proposto e às cargas. Posto isso, é calculada a condutância equivalente do conversor (G_e) através do quociente entre a potência ativa e o valor eficaz quadrático da tensão com recurso à equação:

$$G_e = \frac{P_T}{V_{PLL}^2} \quad (4.1)$$

que pode ser simplificada obtendo-se a equação (4.2):

$$G_e = \frac{P_T}{\left(\frac{v_{pll}}{\sqrt{2}}\right)^2} \Leftrightarrow \frac{2P_T}{(VP_{PLL})^2} \quad (4.2)$$

Porém, como referido anteriormente, se a tensão da rede elétrica apresentar distorção harmónica, a corrente de referência também vai apresentar distorção harmónica. Para evitar esta situação são utilizados os sinais de saída da PLL, nomeadamente, o sinal (v_{pll}) exposto em 4.4.1 e o valor da amplitude do sinal da rede elétrica (VP_{PLL}). Por último, a corrente de referência a sintetizar pelo conversor (i_{conv*}), para o modo de operação como FAP é calculada com a subtração da corrente na condutância à corrente consumida pela carga, como indicado na equação (4.3), a corrente de referência a sintetizar pelo conversor para o modo de operação como CB é calculada apenas através da corrente na condutância equivalente do conversor, como indicado na equação (4.4).

$$i_{conv*} = i_{ld} - G_e \cdot v_{pll} \quad (4.3)$$

$$i_{conv*} = G_e \cdot v_{pll} \quad (4.4)$$

De forma a validar os cálculos teóricos da teoria de potência FBD, na Figura 4.10 encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica, com uma distorção harmónica idêntica à encontrada num sistema real (THD_{%f} de 2%), assim como a corrente na rede elétrica (i_g) devido à presença de uma carga não-linear, nomeadamente, uma ponte retificadora a díodos com filtro capacitivo e indutância série, apresentando um THD_{%f} de 49%.

Através da teoria de potência FBD, é calculada a corrente de referência para a carga referida anteriormente, de forma a sintetizar uma corrente a injetar na rede para corrigir os problemas de QEE e regular a tensão dos barramentos CC. Na Figura 4.11 é possível

observar que a corrente injetada pelo conversor na rede elétrica (i_{conv}) acompanha eficazmente a corrente de referência (i_{conv*}).

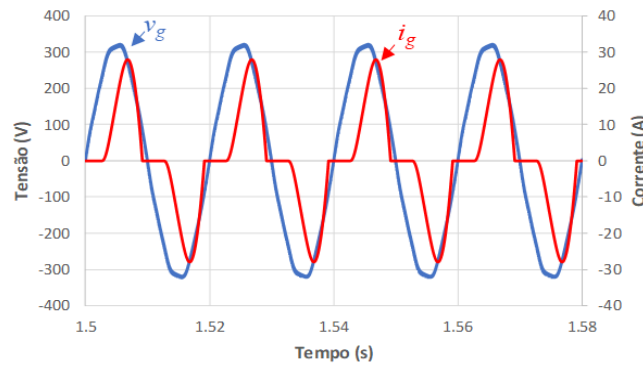


Figura 4.10 Tensão da rede elétrica e corrente na carga não-linear (ponte retificadora a diodos com filtro capacitivo e indutância série).

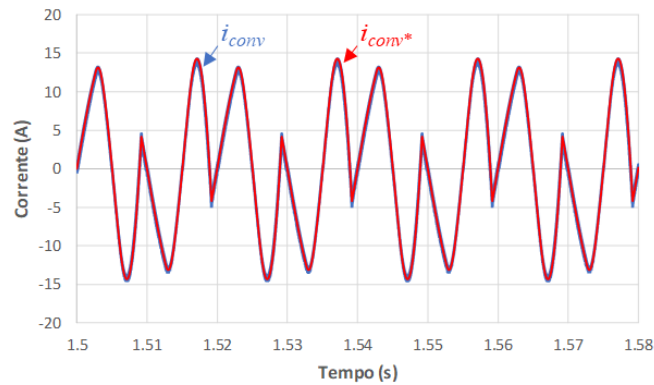


Figura 4.11 Corrente de referência (i_{conv*}) calculada e corrente produzida pelo conversor proposto (i_{conv}).

De forma a validar o resultado da corrente de referência calculada (i_{conv*}), esta foi subtraída à corrente da carga não-linear (i_{ld}), obtendo-se assim a corrente teórica na rede elétrica. Na Figura 4.12 é possível observar que a corrente no lado da rede elétrica encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, apresentando um THD_{%f} de 0,8%.

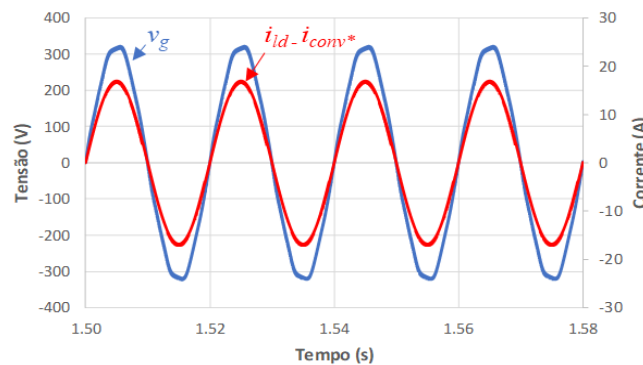


Figura 4.12 Tensão e corrente no lado da rede elétrica após compensação.

4.5 Resultados de Simulação do Conversor CA-CC Proposto

Assumindo a existência de um conversor CC-CC como elemento intermédio entre o conversor USP proposto e baterias de VEs, o conversor USP proposto possibilita dois modos de operação distintos e independentes, mas que também podem ser combinados: operação de carregamento de baterias (CB); operação como filtro ativo paralelo (FAP); e operação simultânea dos modos CB e FAP. Neste item é analisado, de uma forma independente, apenas o conversor CA-CC proposto sem prejuízo para a análise da totalidade do sistema. Desta forma, são apresentados alguns dos resultados mais relevante de simulação do conversor USP em regime permanente e transitório com o objetivo de avaliar o desempenho deste perante diferentes tipos de cargas. Serão também apresentadas simulações em resposta a alterações das diferentes cargas para uma análise do comportamento dinâmico do sistema a implementar.

4.5.1 Resultados de Simulação: Carregador de Baterias

No modo de operação como CB o conversor USP permite operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular os barramentos CC no nível de tensão de referência determinado. Na Figura 4.13 encontra-se apresentado o esquema elétrico do conversor USP simulado em PSIM para o modo de operação CB. Para efeitos de simulação, foi utilizada uma carga resistiva conectada aos terminais de C2. Os resultados de simulação presentes ao longo deste item foram efetuados com o conversor a funcionar com controlo de corrente preditivo e modulação PWM bipolar. Na Tabela 4.3 encontram-se apresentadas as especificações utilizadas para a simulação do sistema.

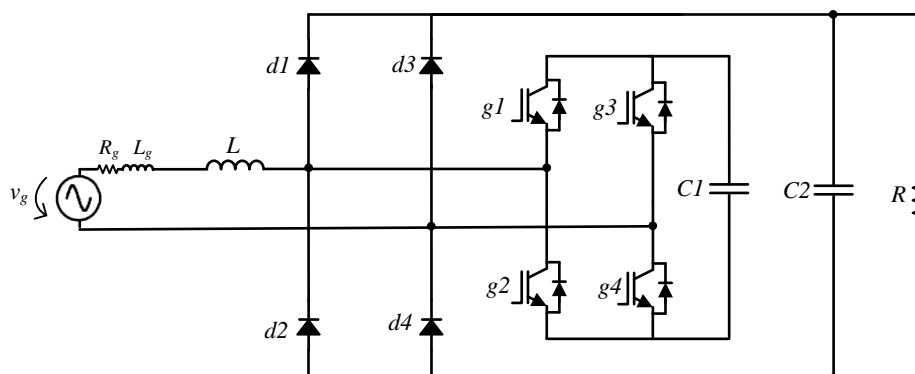


Figura 4.13 Esquema elétrico do andar de potência para o modo de CB simulado em PSIM.

Neste item será analisado de uma forma detalhada o conversor USP no modo de operação CB. Os semicondutores de potência apresentam perdas de energia no seu funcionamento, que podem ser por: perdas por corrente de fugas, perdas por condução e perdas por

comutação. Quando o semicondutor se encontra em condução, a corrente que o atravessa provoca uma pequena queda de tensão que dá origem às perdas por condução. Quando o semicondutor entra em condução, existe uma diminuição da tensão a que estava sujeito para um nível próximo de zero e em “simultâneo” um aumento da corrente que o atravessa. O mesmo acontece quando o semicondutor sai de condução, mas de forma contrária, sendo neste período de tempo de estabilização da tensão e corrente que ocorrem as perdas por comutação. Deste modo, é possível concluir que quanto maior for a frequência em que este processo ocorre, maiores serão as perdas de energia associadas. Deste modo, é crucial analisar o *datasheet* do semicondutor a utilizar, em especial no que concerne à informação que relaciona os níveis de corrente com a temperatura do semicondutor, onde se pode constatar uma diminuição acentuada do valor da corrente nominal com o aumento da temperatura.

Tabela 4.3. Especificações do sistema de carregamento de baterias para o modo de CB.

Parâmetro		Valor	Unidade
Valor eficaz nominal da tensão da rede elétrica	v_g	230	V
Valor eficaz nominal da corrente na rede elétrica	i_g	14	A
Potência nominal de entrada	p_{in}	3,2	kW
Indutância de acoplamento à rede elétrica	L	5	mH
Capacidade do barramento CC (BAR)	$C1$	2,8	mF
Capacidade do barramento CC (FWR)	$C2$	1,12	mF
Capacidade equivalente dos barramentos CC	$C1 + C2$	3,92	mF
Frequência de amostragem	f_s	40	kHz
Frequência de comutação	f_{sw}	20	kHz
Tensão nominal nos barramentos CC	V_{DC}	400	V
Resistência de carga	R	50	Ω
Corrente nominal na resistência de carga	I_B	8	A

Neste âmbito, a principal vantagem da topologia do conversor USP consiste na existência de uma divisão de correntes entre o conversor FWR e o conversor BAR a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica, com o objetivo de diminuir o valor eficaz da corrente sintetizada pelo conversor BAR, e consequentemente diminuir as perdas de energia associadas aos semicondutores de potência. Na Figura 4.14 é possível observar a corrente na rede elétrica (i_g) com um valor de corrente eficaz de 3,9 A, a corrente à saída do conversor BAR (i_{conv}) com um valor de corrente eficaz de 2,8 A e a corrente nos díodos do conversor FWR (i_{d1}) e (i_{d3}) com um valor de corrente eficaz de 0,8 A. Desta forma é possível validar a divisão de correntes no momento em que a rede elétrica está a fornecer energia, i.e., ambos os conversores (BAR e FWR) se comportam como retificadores em ponte completa.

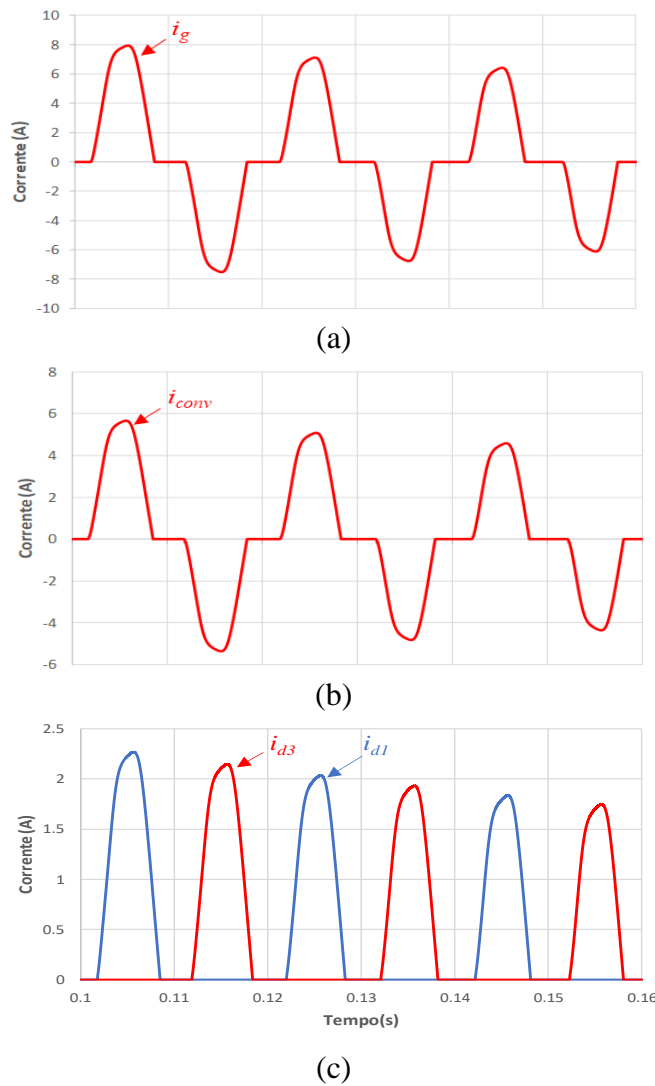


Figura 4.14 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Corrente na rede elétrica; (b) Corrente à saída do conversor BAR; (c) Corrente no conversor FWR.

Na Figura 4.15 é possível observar a corrente na rede elétrica (i_g) com um valor eficaz de 14 A, a corrente à saída do conversor BAR (i_{convP}) com um valor eficaz de 8 A e a corrente nos díodos do conversor FWR (i_{d1}) e (i_{d3}) com um valor eficaz de 6 A. Desta forma é possível validar a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica durante o funcionamento do conversor USP no modo de operação CB, sendo possível diminuir o valor eficaz da corrente que circula nos IGBTs do conversor BAR. É possível observar que a corrente i_{conv} possui um valor de pico igual à corrente i_g , porém, devido ao facto da corrente i_{conv} possuir uma componente pulsada proveniente da existência do conversor FWR, faz com que exista uma diminuição do seu valor eficaz. De referir que numa topologia mais simples constituída apenas por um conversor CA-CC, a corrente que iria circular nos semicondutores teria o mesmo valor da corrente na rede elétrica.

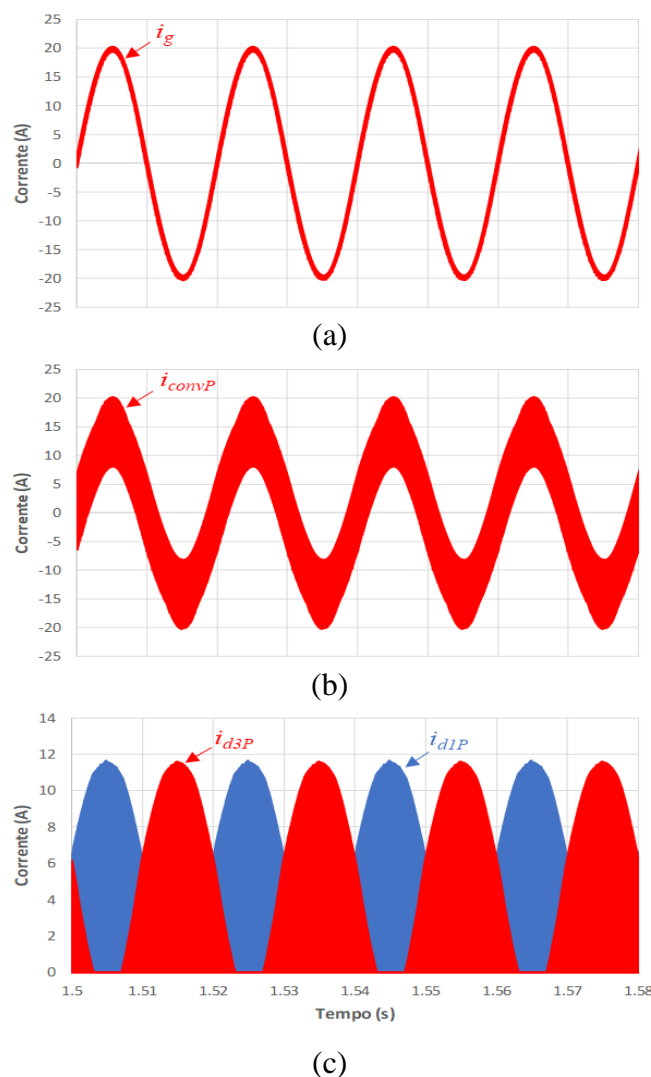


Figura 4.15 Resultados de simulação durante o modo de operação CB:
Corrente na rede (i_g), corrente à saída do conversor (i_{conv}) e correntes no conversor FWR.

Na Figura 4.16(a) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente na rede elétrica (i_g) com um valor de THD_{%f} de 3% e com um FPT de 0,99. Na Figura 4.16(b) encontram-se apresentadas as tensões nos dois barramentos CC com um valor médio de 401 V e um ligeiro *ripple* de cerca de 3,5 V. Na Figura 4.16(c) está apresentada a corrente na resistência de carga com um valor médio de 8 A e um ligeiro *ripple* de cerca de 0,07A.

Apesar das vantagens da modulação unipolar referidas na secção 3.4, para efetuar as simulações anteriores no modo de operação como CB foi utilizada a técnica de modulação bipolar. Devido ao facto de a modulação unipolar produzir um nível de tensão nulo, durante esse intervalo de tempo não existe corrente a circular nos conversores, o barramento CC do conversor BAR encontra-se regulado com 400 V, mas devido à carga o barramento CC do conversor FWR vai descarregar. Quando o controlo volta a um estado em que circula corrente nos conversores, vão estar dois barramentos em paralelo com tensões diferentes, dando origem a picos de corrente provenientes do barramento CC do conversor BAR de

forma a compensar esse desvio de tensão. Na Figura 4.17(a) encontra-se representada a corrente à saída do conversor BAR (i_{convP}) com modulação unipolar, onde se pode observar a existência de picos de corrente. Porém, como se pode observar na Figura 4.17(b), estes picos de corrente podem ser atenuados com a utilização de uma bobina imediatamente à saída do conversor BAR com um pequeno valor de indutância. Para esta simulação foi utilizada uma indutância de $10\ \mu\text{H}$.

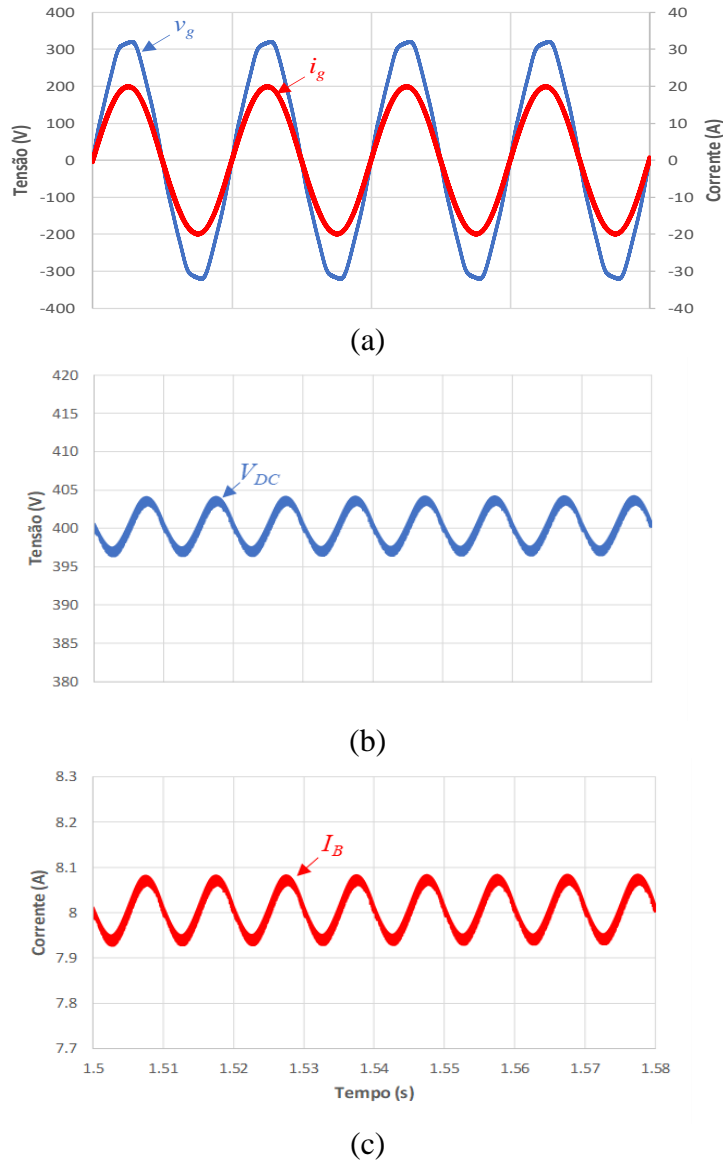


Figura 4.16 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Tensão e corrente na rede elétrica; (b) Tensão nos condensadores dos barramentos CC; (c) Corrente absorvida pela resistência de carga.

Na Figura 4.18 é possível observar os resultados de simulação obtidos com modulação unipolar. Na Figura 4.18(a) encontra-se representada a tensão na rede elétrica (v_g) com um valor de $\text{THD}_{\%f}$ de 2% e a corrente na rede elétrica (i_g) com um valor de $\text{THD}_{\%f}$ de 1,2%, com um FPT de 0,99. Na Figura 4.18(b) encontra-se representada a tensão nos barramentos CC, destacando-se V_{DC2} regulado com um valor médio de 401 V e com um ligeiro *ripple* de cerca de 3,5 V. Como seria de esperar o valor de $\text{THD}_{\%f}$ da corrente no lado da rede

elétrica, utilizando modulação unipolar, é ligeiramente inferior comparado com o valor resultante com modulação bipolar.

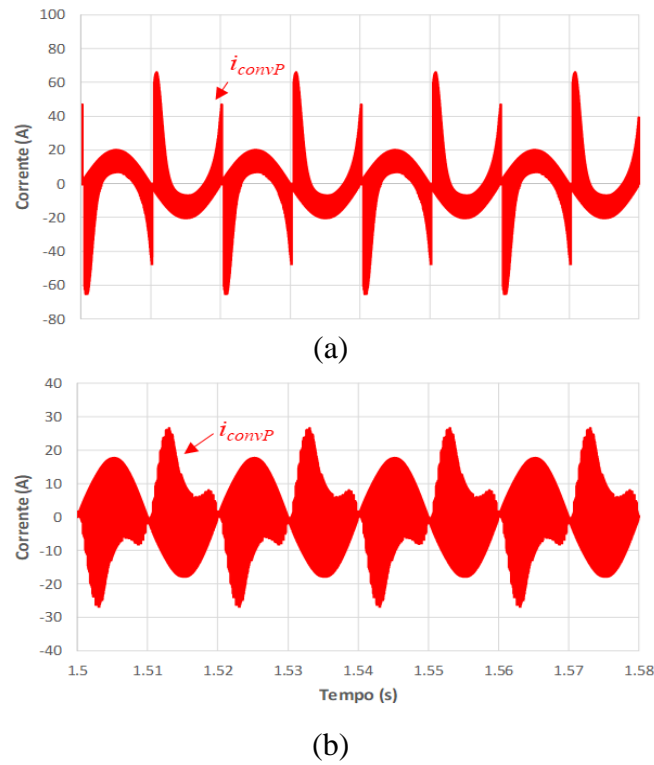


Figura 4.17 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) Corrente no conversor BAR sem indutância à saída; (b) Corrente no conversor BAR com indutância de 10 µH à saída.

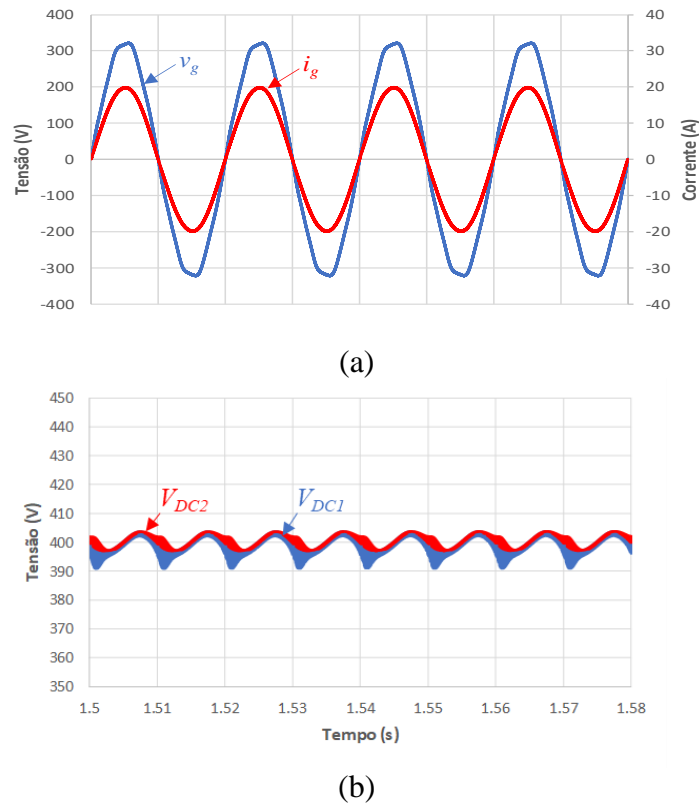


Figura 4.18 Resultados de simulação durante o modo de operação CB: (a) tensão e corrente na rede elétrica; (b) tensão nos condensadores dos barramentos CC.

4.5.2 Resultados de Simulação: Filtro Ativo Paralelo

No modo de operação como FAP o conversor USP permite o funcionamento com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular a tensão dos barramentos CC. Nesta secção está apresentada uma análise detalhada sobre o modo de funcionamento FAP com o objetivo de avaliar o desempenho do conversor USP perante diferentes tipos de cargas ligadas à rede elétrica, quer lineares quer não-lineares. Estão também apresentadas simulações em resposta a alterações das diferentes cargas para uma análise do seu comportamento dinâmico. Na Figura 4.19 encontra-se representado o esquema elétrico do conversor USP simulado em PSIM para o modo de funcionamento FAP. Os resultados de simulação presentes ao longo deste item foram efetuados com o conversor a funcionar com controlo de corrente preditivo e modulação unipolar. Na Tabela 4.3 encontram-se apresentadas as especificações utilizadas para a simulação do sistema.

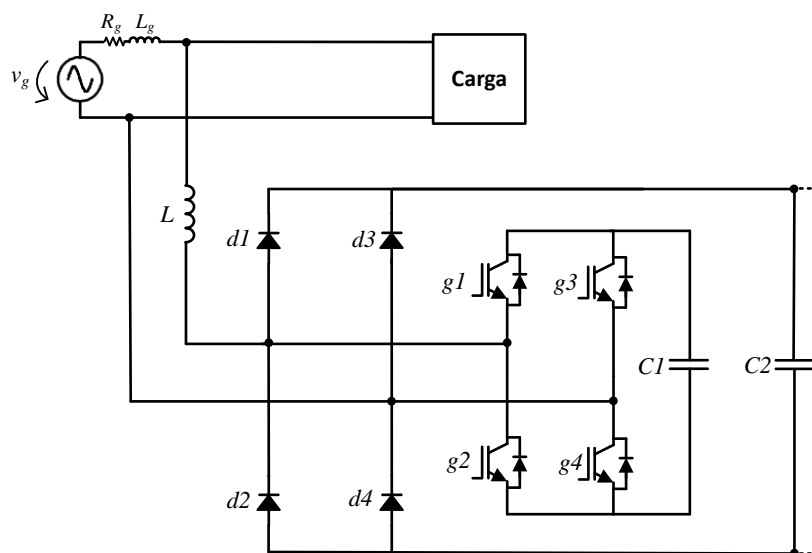


Figura 4.19 Esquema elétrico do andar de potência do FAP simulado em PSIM.

Tabela 4.4. Especificações do andar de potência do FAP.

Parâmetro		Valor	Unidade
Valor eficaz nominal da tensão da rede elétrica	v_g	230	V
Resistência da Impedância de linha	R_g	0,2	Ω
Indutância de linha	L_g	25	μH
Indutância de acoplamento à rede elétrica	L	5	mH
Capacidade do barramento CC (BAR)	$C1$	2,8	mF
Capacidade do barramento CC (FWR)	$C2$	1,12	mF
Capacidade equivalente dos barramentos CC	$C1 + C2$	3,92	mF
Frequência de amostragem	f_s	40	kHz
Frequência de comutação	f_{sw}	20	kHz
Frequência de comutação resultante	f_{sr}	40	kHz

Previamente ao funcionamento como FAP, é efetuado o controlo da tensão dos barramentos CC, sendo que só depois dos barramentos estarem devidamente regulados com a tensão estabelecida, se dá início à compensação dos problemas de QEE. É importante referir que no modo de funcionamento como FAP, o conversor USP fica reduzido a apenas ao conversor BAR, uma vez que quando o seu barramento CC possui a tensão de referência estabelecida, neste caso 400 V, não vai existir fluxo de corrente no conversor FWR.

Posto isto, foi simulada a sua operação a compensar uma carga linear muito comum nos sistemas elétricos, nomeadamente, uma carga RL ($R = 13 \, \Omega$ e $L = 50 \, \text{mH}$), com o objetivo de apenas compensar o FP. Na Figura 4.20 encontram-se apresentados os sinais em regime permanente da tensão e da corrente com o FAP em funcionamento. Na Figura 4.20(a) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_{ld}), sendo possível observar o atraso da corrente em relação à tensão da rede elétrica, característico das cargas indutivas. Na Figura 4.20(b) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente na rede elétrica (i_g), sendo possível observar que esta fica em fase com a tensão.

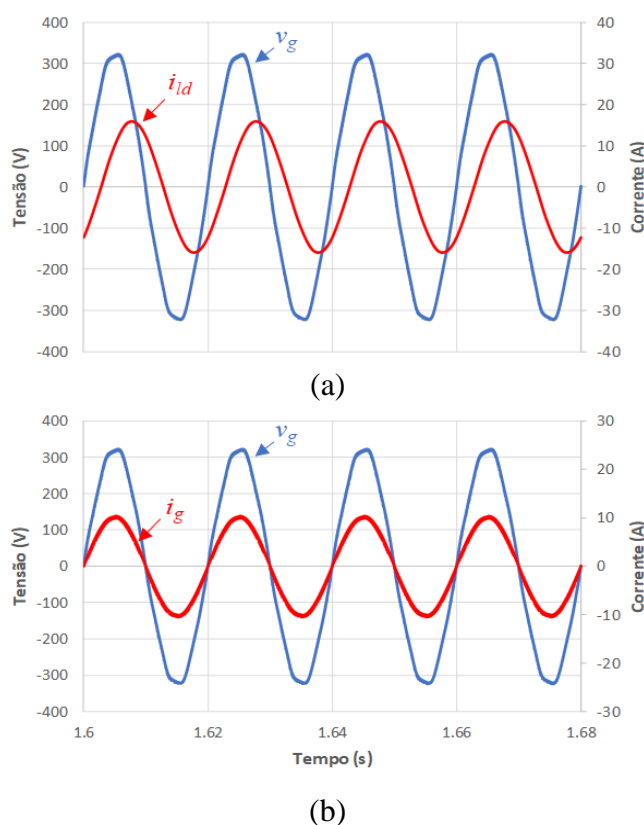


Figura 4.20 Resultados de simulação em regime permanente do FAP a compensar uma carga RL: (a) Tensão na rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_{ld}); (b) Tensão (v_g) e corrente na rede elétrica (i_g).

Na Tabela 4.5 estão apresentados os valores em regime permanente do sistema com o FAP em funcionamento. É possível verificar um ligeiro aumento do valor de $\text{THD}_{\%f}$ da corrente

na rede elétrica em relação à corrente na carga, proveniente da corrente injetada pelo FAP para a compensação. Porém, é possível verificar uma redução significativa do valor eficaz da corrente na rede elétrica em relação à corrente na carga. É também possível verificar que existiu uma correção do fator de potência para um valor muito próximo da unidade.

Tabela 4.5. Valor de THD, corrente eficaz e fator de potência do sistema elétrico com carga RL.

	Rede	Carga	FAP
THD _{%f}	1,6%	0,5%	-
RMS	7,2 A	11,2 A	8,6 A
FP	0,99	0,64	-

Na Figura 4.21 encontram-se representadas a tensão da rede elétrica (v_g), a corrente na carga (i_{ld}) e na rede elétrica (i_g) em regime transitório no instante em que o FAP entra em funcionamento. É possível observar que a corrente na rede elétrica fica em fase com a tensão da rede elétrica de uma forma rápida e sem perturbações.

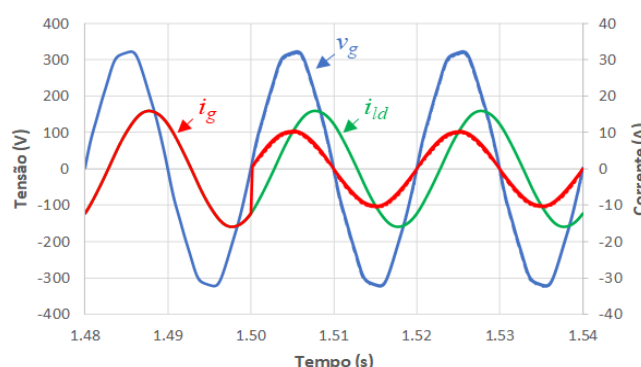


Figura 4.21 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar uma carga RL: corrente na carga (i_{ld}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica.

De forma a verificar o desempenho do FAP perante cargas não lineares foi simulada a sua operação a compensar uma das cargas mais comuns em equipamentos eletrônicos, nomeadamente uma carga constituída por um retificador em ponte completa com carga RC ($R = 26 \, \Omega$ e $C = 1 \, \text{mF}$). Foi colocada uma indutância em série com o retificador ($L = 8 \, \text{mH}$) de forma a diminuir a variação brusca da corrente neste tipo de cargas. Na Figura 4.22 encontra-se apresenta, em regime permanente, a tensão da rede elétrica e a corrente com o FAP em funcionamento. Na Figura 4.22(a) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_g), sendo possível observar a corrente característica deste tipo de carga e um atraso da corrente em relação à tensão derivado da indutância série associada. Na Figura 4.22(b) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente na rede elétrica (i_g), sendo possível observar que esta fica sinusoidal e em fase com a tensão.

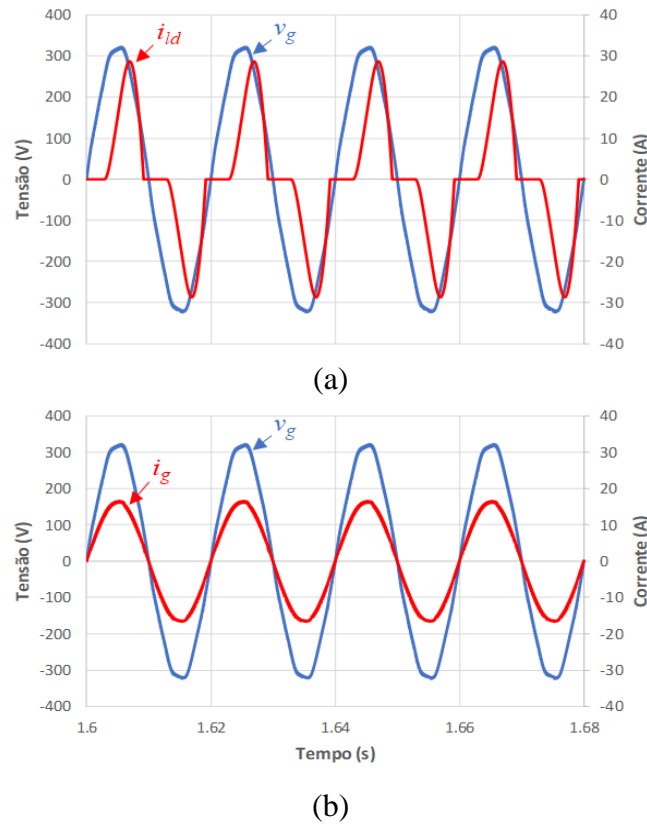


Figura 4.22 Resultados de simulação em regime permanente do FAP a compensar um retificador com carga RC: (a) Tensão e corrente na carga; (b) Tensão e corrente na rede elétrica.

Na Tabela 4.6 estão apresentados os valores em regime permanente do sistema com o FAP em funcionamento. É possível observar uma redução significativa do $\text{THD}_{\%f}$ e do valor eficaz da corrente na rede elétrica em relação à corrente na carga. É possível observar também que existiu uma correção do FPT para um valor muito próximo da unidade.

Tabela 4.6. Valor de THD, corrente eficaz e FPT do sistema elétrico com carga constituída por retificador com carga RC.

	Rede	Carga	FAP
$\text{THD}_{\%f}$	1,2%	51%	-
RMS	11,6 A	14,8 A	9,2 A
FPT	0,99	0,78	-

Na Figura 4.23 encontram-se apresentados os resultados, em regime transitório, no instante em que o FAP entra em funcionamento. Na Figura 4.23(a) é possível verificar que a corrente na rede elétrica (i_g) é rapidamente compensada quando o FAP entra em funcionamento, tornando-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica (v_g) sem a existência de perturbações. Na Figura 4.23(b) é possível verificar a corrente de compensação (i_{conv}) a seguir perfeitamente a sua referência de corrente (i_{conv}^*) calculada pela teoria de potência FBD.

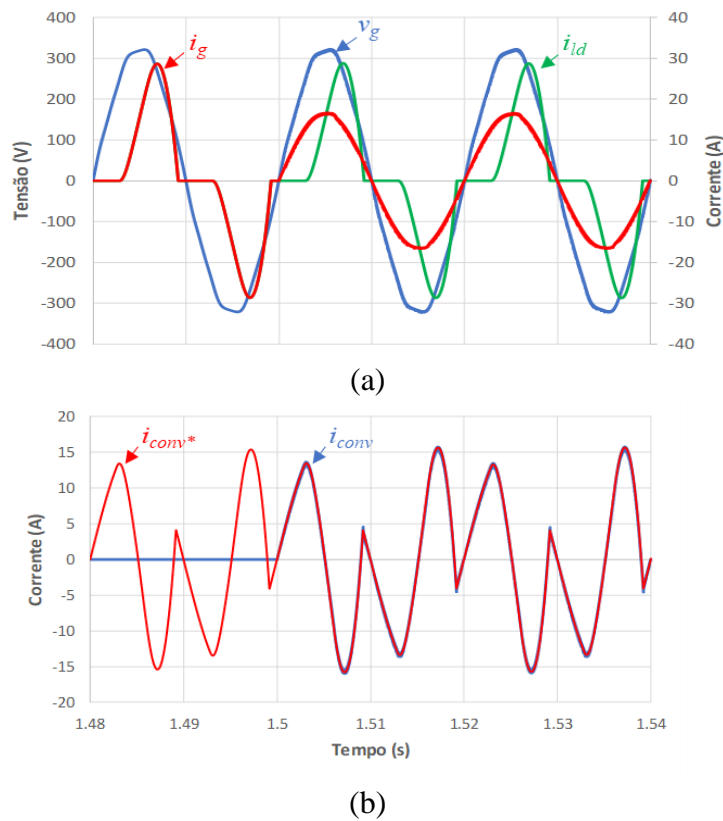


Figura 4.23 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar um retificador com carga RC: (a) corrente na carga (i_{id}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica; (b) corrente de compensação (i_{conv}) e corrente de referência (i_{conv}^*).

Na Figura 4.24 encontram-se apresentadas as tensões dos dois barramentos CC. É possível verificar que o barramento CC conectado ao conversor FWR mantém a sua tensão (V_{DC2}) constante com o valor máximo de (V_{DC1}), que apresenta um valor médio de 403 V e uma oscilação de tensão característica com um valor de *ripple* de cerca de 3,5 V.

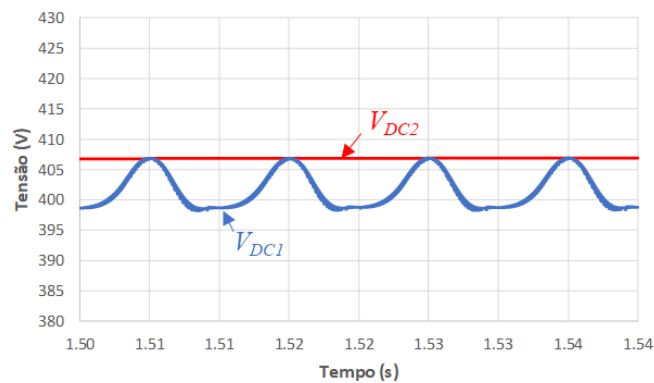


Figura 4.24 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: tensão nos condensadores dos barramentos CC quando o FAP está a compensar um retificador com carga RC.

De seguida foi simulada a operação do FAP a compensar um retificador em ponte completa com carga RL ($R = 26 \, \Omega$ e $L = 125 \, \text{mH}$), com bobina série de 1 mH. Na Figura 4.25 encontram-se apresentadas, em regime permanente, a tensão da rede elétrica e a corrente com o conversor USP a operar como FAP. Na Figura 4.25(a) está apresentada a tensão da

rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_g), sendo possível observar que esta possui um elevado valor de di/dt , aproximando-se de uma onda quadrada. Na Figura 4.25(b) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente na rede elétrica (i_g), sendo possível verificar que esta torna-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica.

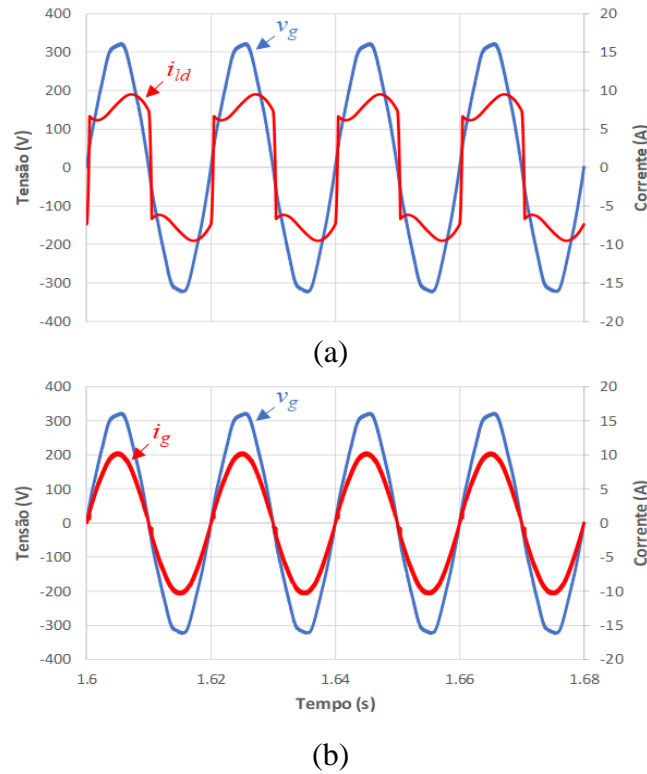


Figura 4.25 Resultados de simulação em regime permanente durante o modo de operação FAP a compensar um retificador com carga RL: (a) Tensão da rede elétrica e corrente na carga; (b) Tensão da rede elétrica e corrente na rede elétrica.

Na Tabela 4.7 estão apresentados os valores em regime permanente do conversor USP durante a operação como FAP. Como expectável, é possível observar uma redução significativa do valor do $THD_{\%f}$, assim como uma ligeira redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica em relação à corrente na carga. É também possível observar a correção do FPT para um valor muito próximo da unidade.

Tabela 4.7. Valor de THD, corrente eficaz e FPT do sistema elétrico com carga constituída por retificador com carga RL.

	Rede	Carga	FAP
$THD_{\%f}$	1,9%	37%	-
RMS	7,2 A	7,9 A	3,2 A
FPT	0,99	0,91	-

Na Figura 4.26 encontram-se apresentados os resultados em regime transitório no instante em que o FAP entra em funcionamento. Na Figura 4.26(a) é possível verificar que a corrente na rede elétrica (i_g) é rapidamente compensada, tornando-se sinusoidal e em fase

com a tensão da rede elétrica (v_g). Na Figura 4.26(b) é possível verificar a corrente de compensação (i_{conv}) a seguir perfeitamente a referência de corrente (i_{conv}^*) calculada pela teoria de potência FBD.

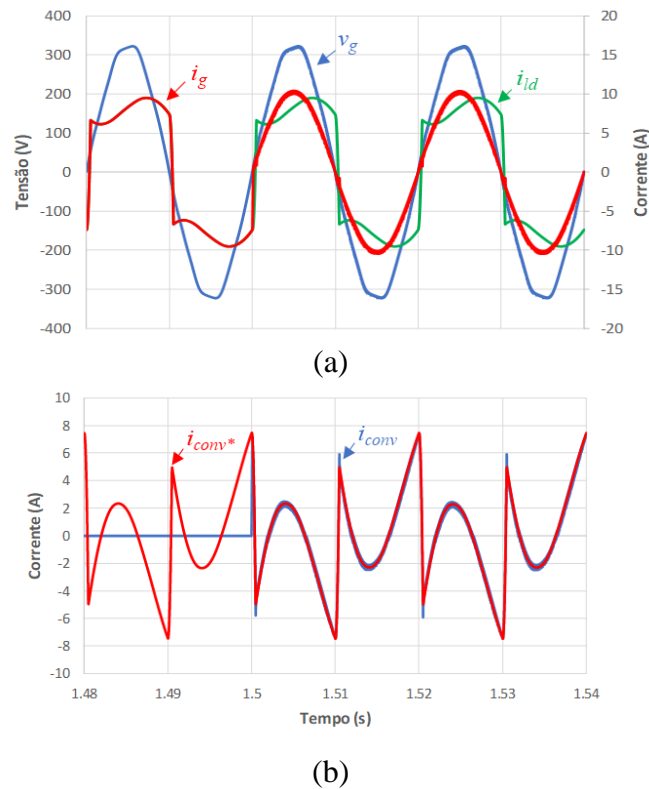


Figura 4.26 Resultados de simulação em regime transitório do FAP a compensar um retificador com carga RL : (a) corrente na carga (i_{ld}) e tensão (v_g) e corrente (i_g) na rede elétrica; (b) corrente de compensação (i_{conv}) e corrente de referência (i_{conv}^*).

Na Figura 4.24 encontram-se representadas as tensões nos dois barramentos CC. É possível observar que o barramento CC conectado ao conversor FWR mantém a sua tensão (V_{DC2}) constante com o valor máximo de V_{DC1} que apresenta um valor médio de 400 V e uma oscilação de tensão característica com um ligeiro valor de *ripple* de cerca de 1 V.

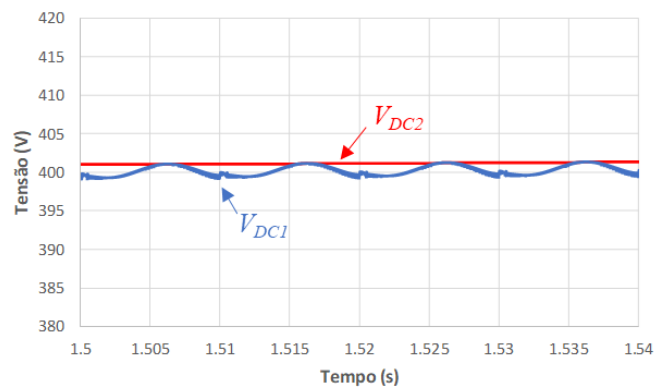


Figura 4.27 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: Tensão nos condensadores dos barramentos CC quando o FAP está a compensar um retificador com carga RL .

A entrada e saída de cargas é uma atividade frequente num sistema elétrico, deste modo foi simulada uma situação extrema em que está ligado à rede elétrica um retificador com carga RL e, posteriormente, procede-se à ligação de um retificador com carga RC com o objetivo de verificar a resposta dinâmica do conversor a estes acontecimentos. Os valores das cargas não-lineares utilizadas para esta simulação são os mesmos das simulações anteriores (relativas a este item). Na Figura 4.28 encontram-se apresentadas as correntes do sistema em regime transitório.

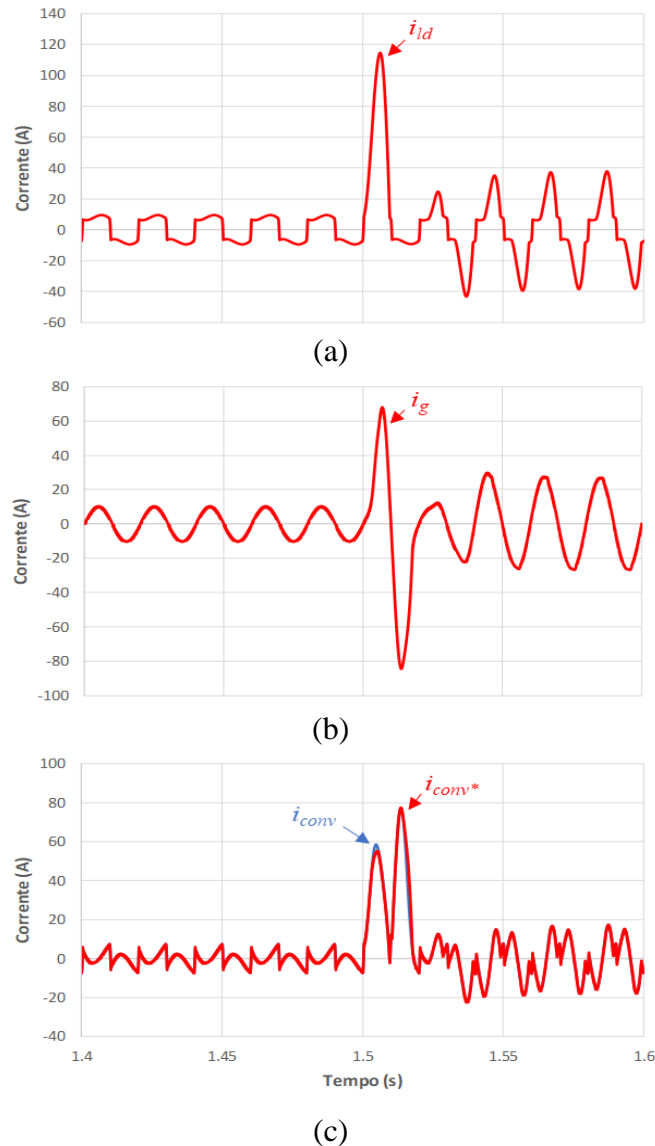


Figura 4.28 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP: (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.

Na Figura 4.28(a) é possível verificar o pico de cerca de 115 A da corrente na carga (i_{ld}) provocado pela entrada da segunda carga no sistema, que é suficientemente elevado para atuar indevidamente elementos de proteção do sistema. Na Figura 4.28(b) é possível observar o pico de 68 A da corrente na rede elétrica (i_g) no instante em que é ligada a

segunda carga, sendo que o pico de corrente foi diminuído em relação ao pico de corrente na carga por ação do conversor. Na Figura 4.28(c) é possível verificar a corrente produzida pelo conversor (i_{conv}) a acompanhar a sua referência de corrente (i_{conv}^*), que no instante em que é ligada a segunda carga apresenta um pico de 77 A, valor de corrente que pode ser suficiente para causar a própria destruição do conversor.

Na Figura 4.29 encontram-se apresentadas as tensões nos dois barramentos CC. É possível verificar que o barramento CC do conversor FWR, mantém a sua tensão V_{DC2} com o valor máximo de V_{DC1} . Porém, este apresenta uma diminuição abrupta de tensão no momento em que a segunda carga é ligada, devido à elevada corrente requerida pelo conversor, que começa de imediato a regular a tensão para o nível de referência estabelecido, causando um ligeiro *overshoot*.

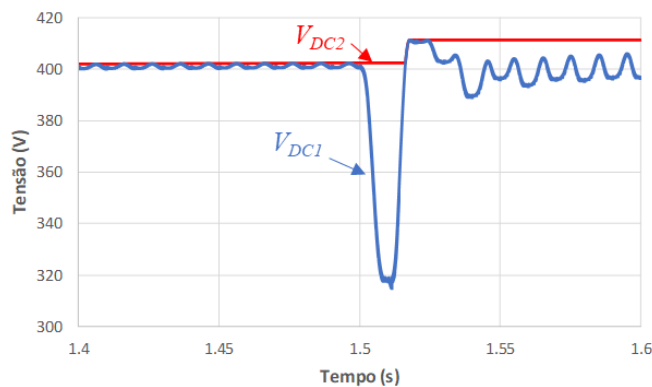


Figura 4.29 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: Balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser adicionada a segunda carga ao sistema.

Os componentes que constituem o conversor USP não suportam níveis de corrente relativamente elevados, mesmo em situações transitórias de curto intervalo de tempo. Desta forma, o conversor USP deve ser capaz de assegurar a sua integridade, para isso foi implementado um limite máximo de 25 A para a corrente de referência (i_{conv}^*). Na Figura 4.30 encontram-se apresentadas as correntes do sistema em regime transitório nas mesmas condições da simulação anterior, mas com limite da corrente de referência (i_{conv}^*). Na Figura 4.30(a) é possível verificar o pico de cerca de 115 A da corrente na carga (i_{ld}) provocado pela entrada da segunda carga no sistema. Na Figura 4.30(b) é possível verificar a corrente na rede elétrica (i_g), que no instante em que é ligada a segunda carga apresenta um pico de corrente com valor de 89 A. Na Figura 4.30(c) é possível verificar que a corrente produzida pelo conversor (i_{conv}) acompanha a sua referência de corrente (i_{conv}^*) e que no instante em que é ligada a segunda carga não apresenta valores superiores ao limite estabelecido, i.e., é possível confirmar a limitação da corrente de referência.

Na Figura 4.31 encontram-se apresentadas as tensões nos dois barramentos CC. Nesta situação é possível verificar que o barramento CC do conversor FWR mantém a sua tensão V_{DC2} de acordo com V_{DC1} . Porém, com a proteção aplicada à corrente de referência (i_{conv}^*), V_{DC1} apresenta uma menor diminuição de tensão no momento em que a segunda carga é ligada, começando de imediato a regulação da tensão para o nível de referência sem a existência de *overshoot*.

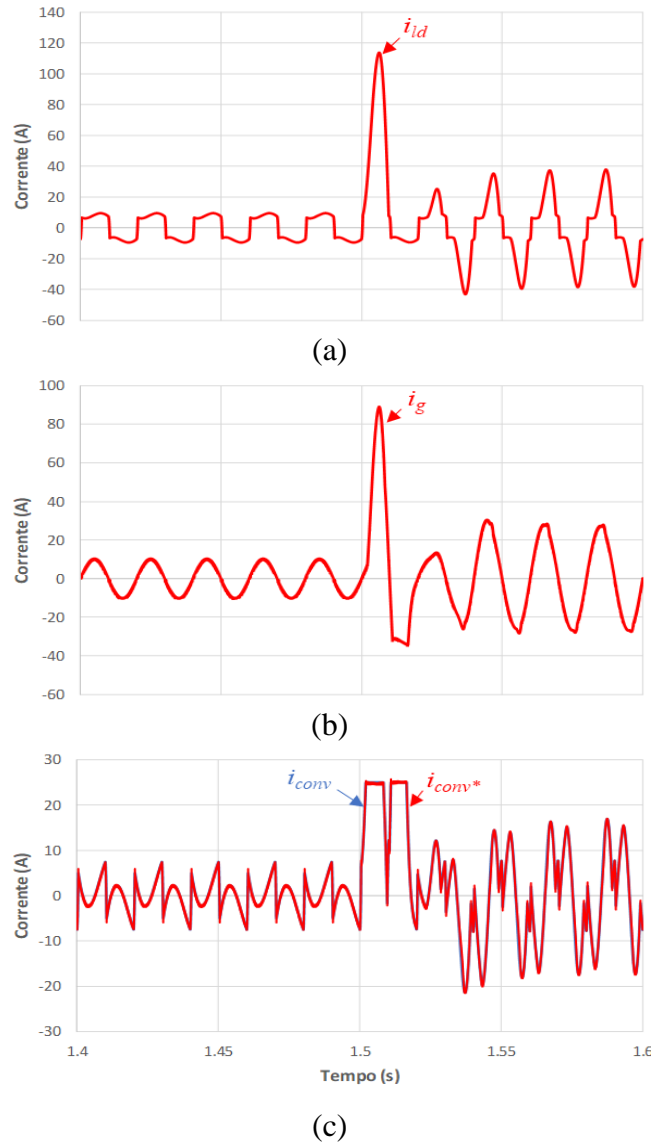


Figura 4.30 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP (com proteção): (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.

De seguida foi simulada uma situação em que inicialmente estão ligados à rede elétrica um retificador com carga RL e um retificador com carga RC, sendo posteriormente removido o retificador com carga RC com o objetivo de verificar a resposta dinâmica do conversor a estes acontecimentos. Os valores das cargas não-lineares utilizadas para esta simulação são os mesmos das simulações anteriores (relativas a este item).

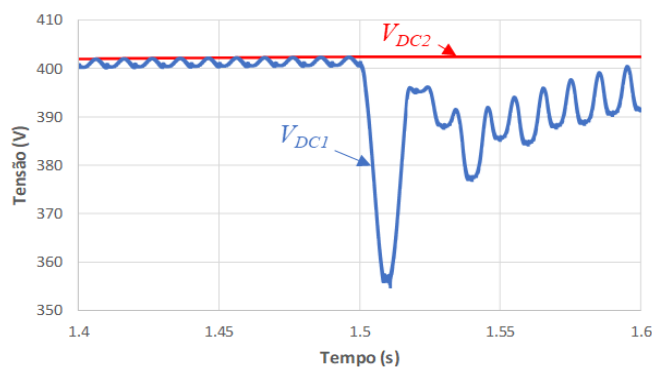
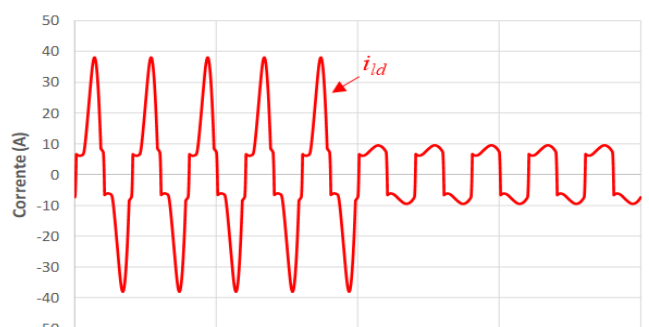
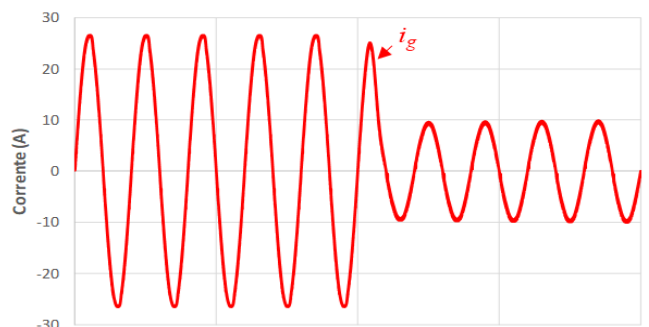


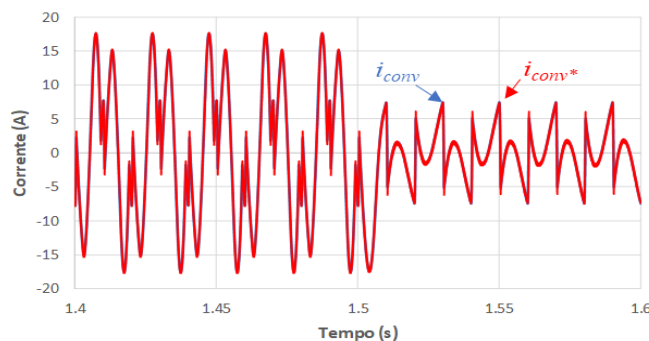
Figura 4.31 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser adicionada a segunda carga ao sistema.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.32 Resultados de simulação das correntes no sistema com alteração de cargas durante o modo de operação FAP: (a) corrente na carga; (b) corrente na rede; (c) corrente de referência e de compensação injetada pelo FAP.

Na Figura 4.32 encontram-se representadas as correntes do sistema em regime transitório no momento em que a segunda carga é retirada do sistema. Na Figura 4.32(a) é possível verificar a alteração da corrente na carga (i_{ld}) provocada pela saída da segunda carga no

sistema. Na Figura 4.32(b) é possível verificar a corrente na rede elétrica (i_g), compensada pelo conversor proposto, que a partir de aproximadamente um ciclo do instante em que é retirada a segunda carga volta a tornar-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na Figura 4.32(c) é possível verificar a alteração da corrente produzida pelo conversor (i_{conv}) que segue eficazmente a sua referência (i_{conv*}).

Na Figura 4.33 encontram-se apresentadas as tensões nos dois barramentos CC, sendo possível verificar que V_{DC2} mantém a tensão regulada por V_{DC1} . Refira-se que o barramento CC do conversor BAR apresenta um ligeiro aumento de tensão no momento em que a segunda carga é retirada, começando de imediato a regular a tensão para o nível de referência. Nestes casos, é importante garantir que o nível de tensão dos barramentos CC não ultrapasse o limite máximo de tensão que os condensadores que os constituem suportam, para isso, é aplicada uma proteção por *software* para o limite máximo de tensão nos barramentos CC.

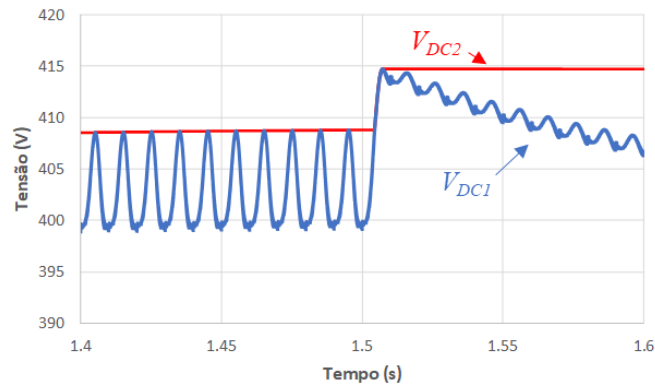


Figura 4.33 Resultados de simulação durante o modo de operação FAP: balanceamento das tensões nos condensadores dos barramentos CC após ser retirada a segunda carga ao sistema.

4.5.3 Resultados de Simulação: Carregador de Baterias e Filtro Ativo Paralelo

O modo de operação do conversor USP como CB e FAP em simultâneo partilha as características dos dois modos de operação descritos anteriormente, nomeadamente, no item 4.5.1 e 4.5.2. Neste modo de operação, o conversor USP permite operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de fator de potência unitário e regular a tensão dos barramentos CC no nível de referência determinado. A carga conectada em paralelo com a rede elétrica é constituída por um retificador com carga RC e bobina série. Os resultados de simulação presentes ao longo deste item foram efetuados com o conversor a funcionar com controlo de corrente preditivo e modulação bipolar. Na Figura 4.34 encontra-se apresentado o esquema elétrico do conversor proposto para o respetivo modo

de operação e na Tabela 4.8 encontram-se apresentadas as especificações utilizadas para a simulação do sistema.

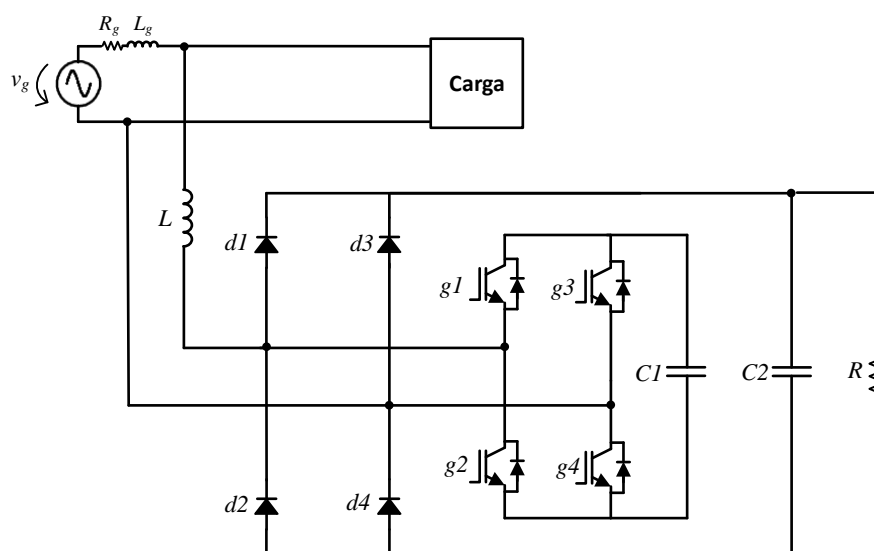


Figura 4.34 Esquema elétrico do andar de potência para o modo de CB e FAP simulado em PSIM.

Tabela 4.8. Especificações do sistema para o modo de CB e FAP.

Parâmetro		Valor	Unidade
Valor eficaz nominal da tensão da rede elétrica	v_g	230	V
Resistência da carga não-linear	R_{ld}	26	Ω
Condensador da carga não-linear	C_{ld}	1	mF
Indutância de acoplamento à rede elétrica	L	5	mH
Capacidade do barramento CC (BAR)	$C1$	2,8	mF
Capacidade do barramento CC (FWR)	$C2$	1,12	mF
Capacidade equivalente dos barramentos CC	$C1 + C2$	3,92	mF
Frequência de amostragem	f_s	40	kHz
Frequência de comutação	f_{sw}	20	kHz
Tensão nominal nos barramentos CC	V_{DC}	400	V
Resistência de carga	R	100	Ω
Corrente nominal na resistência de carga	I_B	4	A

Para efeitos de simulação foi utilizada uma carga resistiva ($R = 100 \Omega$) conectada ao barramento CC do conversor FWR. Contudo, para validação deste modo de operação também poderia ser utilizado um modelo de baterias. Na Figura 4.35(a) encontra-se apresentada a tensão nos dois barramentos CC (V_{DC1} e V_{DC2}) com um valor médio de aproximadamente 403 V e um *ripple* de cerca de 3,5 V. Na Figura 4.16(b) encontra-se apresentada a corrente na resistência de carga (I_B) com um valor médio de aproximadamente 4,03 A e um ligeiro *ripple* de cerca de 0,035 A.

De forma a verificar o desempenho do conversor USP perante cargas não-lineares foi simulada a sua operação a compensar uma das cargas mais comuns em equipamentos

eletrónicos, nomeadamente uma carga constituída por retificador em ponte completa com carga RC ($R = 26 \, \Omega$ e $C = 1 \, \text{mF}$) e uma indutância série com o retificador ($L = 8 \, \text{mH}$).

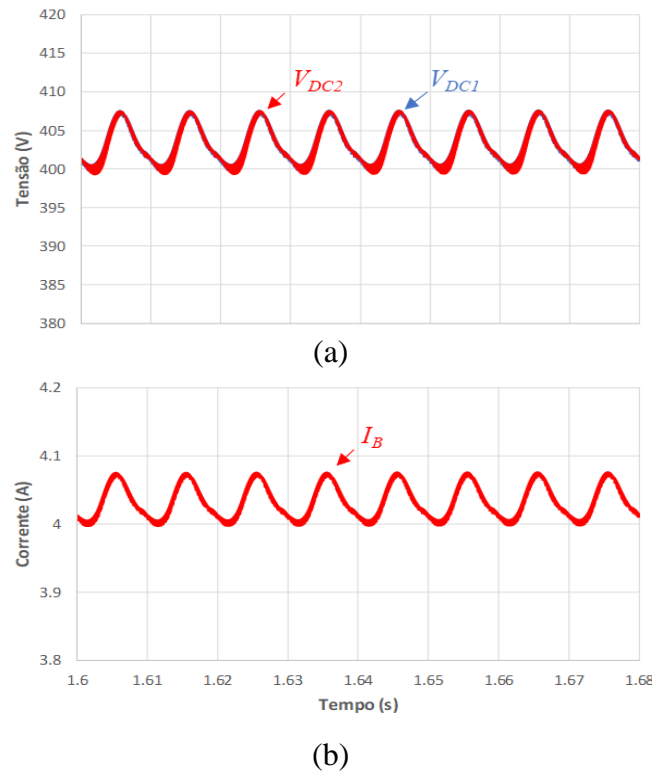


Figura 4.35 Resultados de simulação dos valores de corrente e tensão durante o modo de operação CB+FAP: (a) tensão nos condensadores dos barramentos CC; (b) corrente absorvida pela resistência de carga.

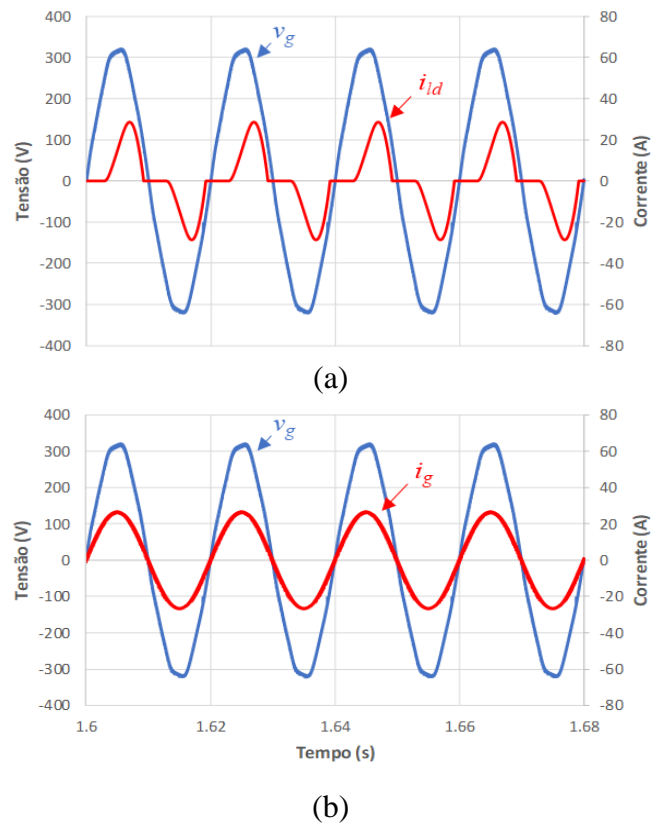


Figura 4.36 Resultados de simulação em regime permanente no modo de operação CB+FAP: (a) Tensão e corrente na carga; (b) Tensão e corrente na rede eléctrica.

Na Figura 4.36 encontra-se apresentada, em regime permanente, a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente no lado da rede elétrica (i_g) durante a operação CB+FAP. Na Figura 4.36(a) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e corrente na carga (i_g), sendo possível observar a sua forma de onda característica e um atraso da corrente em relação à tensão originado pela indutância série associada. Na Figura 4.36(b) encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente na rede elétrica (i_g), sendo possível verificar que esta torna-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica.

Na Tabela 4.9 estão apresentados os valores, em regime permanente, do conversor USP durante o modo de operação CB+FAP. Como expectável, é possível verificar uma redução significativa do valor de $\text{THD}_{\%f}$ da corrente na rede elétrica em relação à corrente na carga e uma correção do FPT para a unidade.

Tabela 4.9. Valor de THD, corrente eficaz e fator de potência do sistema elétrico.

	Rede	Carga	FAP	R (Carga)
$\text{THD}_{\%f}$	2,3%	52%	-	-
RMS	18,8 A	14,8 A	11,7 A	4 A
FPT	0,99	0,78	-	-

4.6 Conclusões

O presente capítulo teve como objetivo a validação da topologia do conversor USP proposto recorrendo à ferramenta de simulação PSIM. Inicialmente, foi apresentado o modelo de simulação desenvolvido, nomeadamente, o andar de potência e o sistema de controlo digital. Relativamente aos blocos de controlo foram explicados, individualmente, os algoritmos que o constituem, como a PLL, o controlo da tensão do barramento CC, a teoria de potência e a técnica de controlo de corrente. Posteriormente, para uma análise mais detalhada do sistema, os resultados de simulação do modelo desenvolvido foram divididos nos três modos de funcionamento, nomeadamente, o funcionamento como carregador de baterias (CB), como filtro ativo de potência do tipo paralelo (FAP) e como CB e FAP em simultâneo (CB+FAP).

Em relação ao modo de funcionamento como CB, inicialmente, foi efetuada uma análise e explicada, detalhadamente, a topologia do conversor USP. Para efeitos de simulação, foi utilizada uma carga resistiva, contudo, visando uma futura aplicação do conversor USP, também pode ser utilizado um banco de baterias. Foi destacada a diminuição do valor da corrente eficaz que atravessa os semicondutores de potência, com o objetivo de diminuir as perdas de energia. Posteriormente foram apresentados resultados de simulação de forma a

validar que o conversor USP permite operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de fator de potência unitário e regular a tensão dos barramentos CC no nível de tensão determinado.

Em relação ao modo de funcionamento como FAP, foi simulada a sua operação perante cargas lineares e não-lineares assim como a alterações de cargas no sistema elétrico. Primeiramente, foi verificado o desempenho em regime permanente e transitório do FAP a compensar uma carga do tipo RL, muito comum nos sistemas elétricos, verificando-se uma redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica e uma correção do FP para valores muito próximos da unidade. Posteriormente, foi verificado o desempenho em regime permanente e transitório do FAP a compensar cargas não-lineares, nomeadamente, retificadores a díodos com carga RC e RL, sendo possível verificar uma redução dos valores eficazes e uma redução acentuada dos valores de $THD_{\%f}$ da corrente na rede elétrica, assim como uma correção do FP para a unidade. De forma a verificar a resposta dinâmica do FAP foram ligadas e desligadas cargas da rede elétrica, onde foi possível verificar a importância da aplicação de proteções por software no sistema de controlo.

Por fim, foi simulado o modo de funcionamento como CB e FAP em simultâneo (CB+FAP). Deste modo, foi ligada à rede elétrica uma carga não-linear constituída por retificador em ponte completa com carga RC comumente presente nos equipamentos eletrónicos, e uma carga resistiva aos terminais do barramento CC do conversor FWR. Como era expectável, após os resultados obtidos com sucesso nos modos de funcionamento isolados, também foram obtidos resultados semelhantes neste modo de funcionamento.

Capítulo 5

Implementação do Conversor CA-CC

5.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado todo o desenvolvimento prático relativo à implementação em laboratório da topologia do conversor USP proposto. Este encontra-se dividido em duas partes, nomeadamente, o sistema responsável por todo o controlo digital do conversor e o sistema de potência. Em relação ao sistema de controlo, são apresentados todos os elementos que o constituem, nomeadamente, sensores e placas de circuito impresso (PCB) utilizadas para o efeito, desde a placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, a placa de comando, a placa de *digital-to-analog converter* (DAC) e placa de suporte ao DSP. É também apresentado o DSP utilizado, assim como o processo estrutural do software implementado para o controlo digital do conversor. Relativamente ao sistema de potência, é apresentado o conversor proposto, bem como todos os elementos que o constituem, nomeadamente, os semicondutores de potência, o circuito de proteção de gate dos IGBTs e os condensadores dos barramentos CC. São também apresentados, o circuito de drivers e o circuito de acoplamento à rede elétrica, constituído pela bobina de acoplamento e o sistema de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC. Na Figura 5.1 encontra-se apresentado o diagrama de blocos dos elementos constituintes do conversor USP proposto para uma fácil compressão da generalidade de todo o sistema implementado.

5.2 Sistema de Controlo

O sistema de controlo é parte fundamental para o correto funcionamento dos conversores de potência. Neste item são abordados todos os elementos que constituem o sistema de controlo do conversor USP proposto. Este sistema pode ser dividido em duas partes, a primeira corresponde ao hardware, onde são descritos os sensores de tensão, corrente, placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, placa comando para habilitar e desabilitar os sinais de PWM, placa de drivers para atuar os IGBTs e a placa de DAC para visualização de variáveis. A segunda parte corresponde à plataforma digital de controlo, que inclui o DSP e o software desenvolvido e executado, onde são implementados todos os

algoritmos de controlo do conversor presentes no Capítulo 4 para os modos de funcionamento (CB, FAP e CB+FAP).

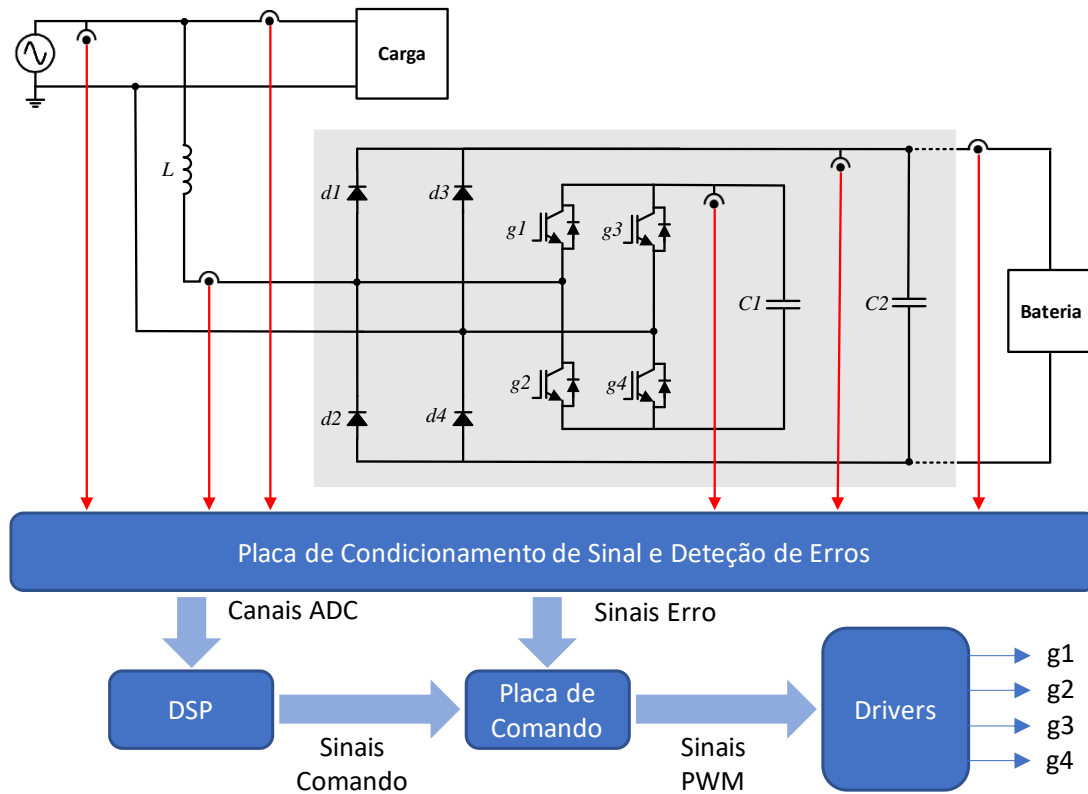


Figura 5.1 Diagrama de blocos dos elementos constituintes do conversor proposto.

Na Figura 5.2 encontra-se apresentada uma *rack* de controlo, disponibilizada pelo GEPE, onde se encontram integradas todas as placas que constituem o sistema de controlo apresentadas anteriormente. A *rack* possui fichas para todas as entradas e saídas necessárias para o sistema de controlo, sendo que na face frontal encontram-se 8 fichas BNC fêmeas, que são as saídas da placa de DAC, e na parte traseira encontram-se as 8 fichas XLR macho, que são as entradas da placa de ADC, e 6 fichas DB9, que são as saídas dos sinais PWM. A alimentação da *rack* é efetuada pela fonte comutada TXL 035-1515D da *Traco Power* [95]. Esta fonte tem uma potência de 35 W, possui proteção contra curto-circuito e duas tensões de saída ± 15 V. É importante referir que previamente à utilização das respetivas placas, na fase inicial desta dissertação, foi efetuado um estudo relativo aos circuitos de condicionamento de sinal e detecção de erros e ao circuito de comando. Deste modo, foram realizados cálculos para o dimensionamento dos componentes a utilizar nos circuitos de instrumentação e proteção, assim como uma simulação em PSIM e montagem dos mesmos na *breadboard* para a respetiva validação. No entanto, para a realização da presente dissertação foram utilizadas as placas previamente desenvolvidas no GEPE, no sentido de reduzir custos e reaproveitar hardware já existente.

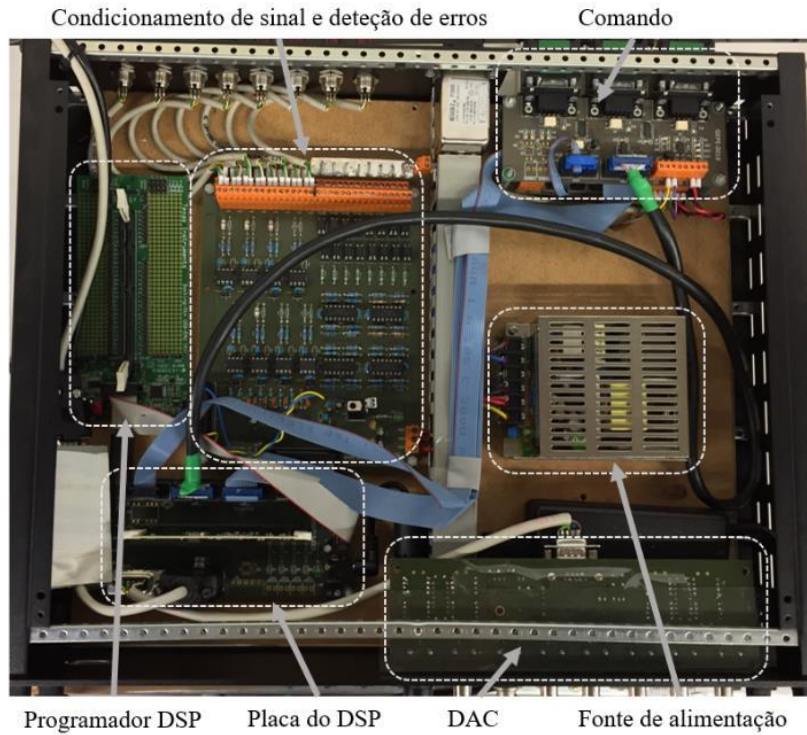


Figura 5.2 Rack do sistema de controlo para o conversor proposto.

5.2.1 Sensor de Tensão

Para o correto funcionamento do sistema de controlo do conversor proposto é necessário ter conhecimento de determinados valores de tensão, nomeadamente, a tensão da rede elétrica, a tensão de saída do conversor, a tensão do barramento CC do conversor BAR e a tensão das baterias. Visto que estes níveis de tensão são relativamente elevados (centenas de volts), é necessário utilizar elementos responsáveis pela sua aquisição que as transponha para níveis de tensão que possam ser legíveis pelos *analog-to-digital converters* (ADCs) sem os danificar. Desta forma, os sensores escolhidos para a medição das tensões necessárias para o sistema de controlo são sensores de efeito Hall, com a referência CYHVS5-25A e fabricados pela *ChenYang Sensors* [96]. Estes sensores permitem a leitura de tensões CA ou CC, podendo medir um valor máximo de 1 kV com isolamento galvânico de até 2,5 kV e uma razão de transformação de 2500:1000. De forma a efetuar a medição, é necessário utilizar resistências de medida do lado primário e do lado secundário do sensor, sendo que o primário deve ligar-se ao ponto onde se pretende medir a tensão. O lado primário possui uma corrente nominal de 10 mA RMS, pelo que na seleção da resistência (R_p) deve garantir-se que a corrente que a atravessa não ultrapassa este valor de acordo com a equação (5.1).

$$R_p = \frac{V_{max}}{10 \text{ mA}} \quad (5.1)$$

Do lado secundário o sensor é alimentado com tensões de ± 15 V. Uma vez que possui uma razão de transformação de 2500:1000, a corrente nominal do secundário é de 25 mA RMS. Para além disso, a saída do sensor é obtida em corrente, pelo que é necessário utilizar uma resistência de medida do lado secundário para se obter uma saída sob a forma de tensão. Esta deve ser calculada entre a gama de valores indicada no *datasheet* do sensor (segundo o fabricante compreendida entre os 110 Ω e 350 Ω) e de modo a que o valor da tensão de saída (V_m) não seja superior ao valor de tensão máximo suportado pelo ADC. Para evitar interferências externas, a resistência de medida do lado secundário é colocada na placa de condicionamento de sinal. Segundo a equação (5.2) é possível dimensionar a resistência de medida (R_m).

$$R_m = \frac{V_m}{25m} \quad (5.2)$$

Na Figura 5.3 encontra-se apresentada a placa do sensor de tensão, onde é possível observar o próprio sensor, a resistência do lado primário, composta por duas resistências em série, que no total terão o valor resistivo de R_p e assim montadas de forma a diminuir a potência dissipada nas resistências, e ainda os condensadores de desacoplamento que têm como função filtrar eventuais ruídos que possam surgir na alimentação do sensor.



Figura 5.3 Placa do sensor de tensão.

5.2.2 Sensor de Corrente

À semelhança dos sensores de tensão, é necessário recorrer a sensores de corrente de forma a executar corretamente o sistema de controlo do conversor proposto, nomeadamente, a injeção da corrente de compensação na rede elétrica e o carregamento de baterias. Desta forma, são necessários três sensores de corrente, um para a medição da corrente nas cargas ligadas à rede elétrica, outro para medir a corrente no lado da rede elétrica do conversor e o último para medir a corrente nas baterias. Sendo o isolamento galvânico crucial, uma vez que as correntes medidas poderão tomar valores significativamente elevados (dezenas de amperes). Desta forma, os sensores escolhidos para a medição das correntes necessárias para o sistema de controlo são sensores de efeito Hall, com a referência LA 100-P e fabricados pela *LEM* [97]. Estes sensores permitem a leitura de correntes CA ou CC, com

uma corrente nominal de 100 A RMS com isolamento galvânico de até 2,5 kV e uma razão de transformação de 1:2000. A medição da corrente é feita através do primário, pela introdução de um fio condutor, por onde flui a corrente que se pretende medir, na abertura do sensor. Contudo, se o fio que conduz a corrente que se pretende medir passar mais do que uma vez na abertura do sensor, é possível obter melhor precisão para baixas correntes (abaixo da nominal do sensor), uma vez que o sensor vai medir uma corrente correspondente à corrente real multiplicada pelo número de passagens na abertura.

Do lado secundário o sensor é alimentado com tensões de ± 15 V. Uma vez que possui uma razão de transformação de 1:2000, o sinal de saída corresponde a uma corrente entre 0 e 50 mA RMS. Tal como o sensor de tensão, a saída do sensor é obtida em corrente, pelo que é necessário utilizar uma resistência de medida do lado secundário para se obter uma saída sob a forma de tensão. Esta deve ser calculada entre a gama de valores indicada no *datasheet* do sensor (segundo o fabricante compreendida entre os 0 Ω e 110 Ω) e de modo a que o valor da tensão de saída não seja superior ao valor de tensão máximo suportado pelo ADC. Para evitar interferências externas, a resistência de medida do lado secundário é colocada na placa de condicionamento de sinal. Segundo a equação (5.3) é possível dimensionar a resistência de medida (R_m).

$$R_m = \frac{V_m}{50 m} \quad (5.3)$$

Na Figura 5.4 encontra-se apresentada a placa do sensor de corrente, onde é possível observar para além do sensor, os condensadores de desacoplamento que têm como função filtrar eventuais ruídos que possam surgir na alimentação do sensor.



Figura 5.4 Placa do sensor de corrente.

5.2.3 Condicionamento de Sinal e Proteção

Num sistema de eletrónica de potência, o condicionamento de sinal é indispensável para que a aquisição do sinal de cada sensor esteja disponível ao sistema digital de controlo, possibilitando dessa forma que o DSP processe esses valores. Assim, é necessário que o sinal analógico seja convertido em digital através de um ADC. Além disso, de forma a

conferir proteção ao sistema, devem ser suspensas as operações do conversor caso sejam verificadas sobretensões e/ou sobrecorrentes nas grandezas medidas pelos sensores. Este mecanismo de proteção deve ser assegurado tanto por software como por hardware, minimizando assim a possibilidade de falha de atuação.

Posto isto, na Figura 5.5 encontra-se apresentada a placa de condicionamento de sinal e proteção utilizada, esta é alimentada por $\pm 15\text{ V}$ e utiliza um regulador de 5 V para alimentação do ADC. Apesar do DSP utilizado neste projeto possuir um ADC interno com 16 canais, optou-se por utilizar esta PCB desenvolvida no GEPE com um ADC externo de 8 canais. Este ADC, modelo MAX1320 fabricado pela *Maxim* [98], é de 14 bits e tem entradas bipolares de $\pm 5\text{ V}$, o que representa uma grande vantagem face ao ADC interno do DSP, que possui uma resolução de 12 bits e só consegue ler tensões positivas (entre 0 e 3 V). Este facto implicaria adicionar um valor médio aos sinais alternados, de forma a transformar os valores negativos em positivos. Contudo, este procedimento pode causar um mau funcionamento do sistema caso o *offset* criado para a leitura dos valores digitais não corresponda ao zero do sinal alternado.

De forma a efetuar a conversão de um sinal analógico em digital o ADC necessita que o sinal de entrada seja em tensão. Contudo, como referido nas secções anteriores, os sensores de tensão e de corrente utilizados têm um sinal de saída em corrente. Assim, foi colocada para cada um dos sinais medidos uma resistência de medida o mais próximo possível do circuito do ADC para evitar ruído e obter medições o mais precisas possível. A tensão medida em cada uma das resistências encontra-se ligada à entrada de um amplificador inversor, cujo ganho é obtido a partir da combinação de duas resistências na malha de realimentação (para o efeito são utilizados amplificadores LM358). Nesta PCB está também considerado, para cada canal de ADC, um sistema de deteção de erros, que é ativado quando o valor medido por algum dos sensores ultrapassa os limites estipulados. Esta deteção é feita por dois circuitos comparadores para cada sinal adquirido, sendo um comparador responsável pela deteção do limite superior do sinal e o outro pela deteção do limite inferior (para o efeito são utilizados comparadores LM339). Assim, caso ocorra alguma anomalia com os sinais adquiridos, o sistema de deteção de erros emite um sinal lógico que é enviado para a placa de comando, interrompendo de imediato as comutações dos IGBTs.

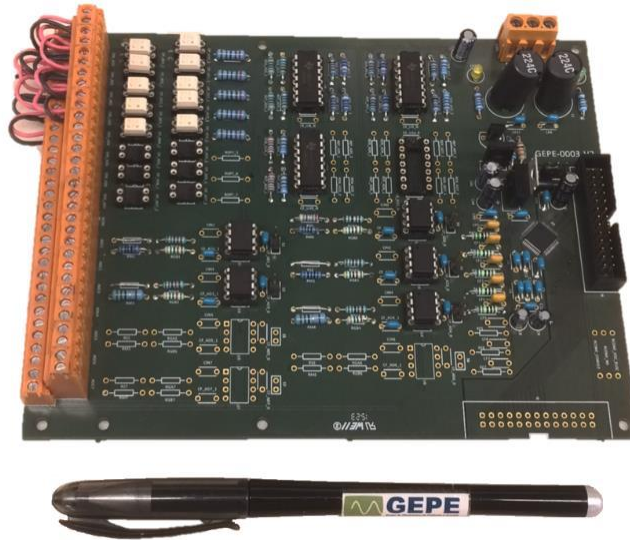


Figura 5.5 Placa do condicionamento de sinal e proteção.

5.2.4 Circuito de Comando

O circuito de comando permite fazer a interface entre o DSP e os drivers dos IGBTs. Na Figura 5.6 encontra-se apresentada a placa de comando utilizada nesta dissertação. Esta placa é alimentada por uma tensão de 15 V, sendo composta por um circuito que permite adaptar os níveis de tensão das saídas de PWM do DSP para os níveis admissíveis de tensão dos circuitos de drivers. Desta forma, os sinais de PWM recebidos em lógica TTL de 3,3 V são convertidos para lógica CMOS de 15 V. Estes sinais são posteriormente enviados pelo intermédio de fichas DB9 para as placas de driver (dois sinais de PWM complementares em cada ficha). Nesta placa está também incorporado um circuito de *enable* de PWM, onde são utilizadas portas lógicas AND em que uma das entradas é controlada externamente, neste caso, através do sinal de erro proveniente do circuito de proteção incluído na placa de condicionamento de sinal. Além disso, conta também com um circuito de memorização de erro, recorrendo a uma configuração do LM555, de forma ao sistema ser capaz de retomar o seu funcionamento somente após intervenção do utilizador, evitando desta forma o seu acionamento indevido, i.e., quando ocorre um erro é necessário fazer novamente o *enable* de todo o circuito (neste caso através do DSP).

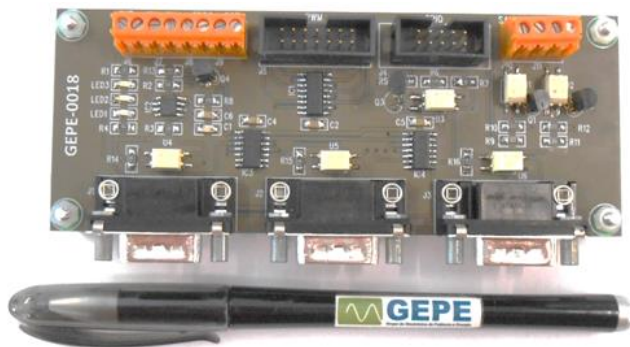


Figura 5.6 Placa de comando.

5.2.5 Placa de DAC

Durante o desenvolvimento do sistema de controlo é importante visualizar a evolução de algumas variáveis internas do DSP. Deste modo, foi utilizado um DAC que faz a interface entre o DSP e um osciloscópio. Na Figura 5.7 encontra-se apresentada a placa de DAC utilizada nesta dissertação. O DAC é fabricado pela *Texas Instruments* com a referência TLV5610, este possui oito canais com uma resolução de 12 bits [99]. A comunicação entre o DAC e o DSP é feita através do protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI) por intermédio de uma ficha DB9. A placa de DAC utiliza também um circuito para converter o sinal gerado pelo DAC que só tem polaridade positiva num sinal que varia entre ± 5 V. Cada sinal analógico pode ser obtido numa ficha BNC fêmea, permitindo a sua fácil visualização com recurso a um osciloscópio.



Figura 5.7 Placa de DAC.

5.2.6 Plataforma Digital de Controlo

Num sistema de eletrónica de potência é essencial um elemento com capacidade de comandar os processos responsáveis pelo seu correto funcionamento. Atualmente, com o avanço da tecnologia, são fortemente utilizados controladores digitais para esse propósito. Assim sendo, o sistema de controlo do conversor proposto foi implementado na placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335 da *Texas Instruments* [100], onde está incluído o DSP TMS320F28335. Este DSP possui várias funcionalidades e recursos, dos quais podem ser destacados [101]:

- CPU de 32-bit com uma frequência de relógio máxima de 150 MHz;
- Memória *on-chip flash* 16-bit com 256 kB;
- SRAM 16-bit com 34 kB;
- Unidade de Virgula Flutuante (*Floating-Point Unit* – FPU);
- 1 Módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores (*Timers*) de 32-bits;
- 18 Saídas de PWM (*Pulse-Width Modulation*);

- 16 Canais de ADC de 12-bits (*Analog-to-Digital Converter*);
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output* - GPIO);
- 8 Interrupções externas que podem ser associadas a GPIOs.

Para além da rápida execução e grande resolução de operações matemáticas com números decimais, este DSP possui características que o tornam muito apropriado para a utilização em sistemas de eletrónica de potência. Algumas dessas características são a grande versatilidade de configurações PWM complementares com *deadtime* entre comutações, ideal para ser aplicado a um braço de inversor, assim como a possibilidade de definir o ângulo de desfasamento entre as portadoras triangulares de diferentes PWM.

Na Figura 5.8 encontram-se apresentadas a placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335 que contém o DSP TMS320F28335 e a placa de suporte desenvolvida pelo GEPE com o intuito de facilitar a ligação do DSP às restantes placas de controlo. A placa de suporte é alimentada com uma tensão de 5 V, possui um *socket* do tipo DIM de 100 pinos para encaixar a placa de desenvolvimento, está preparada para a utilização de ADCs externos através da ligação de um *flat cable* a um *socket* de 26 pinos, possui *sockets* para *flat cable* de dez pinos para um acesso fácil às saídas dos sinais de PWM (onde é realizada a comunicação para as placas de comando) e está também equipada com duas fichas DB9, para comunicação série RS232, e outra para a comunicação série SPI (utilizada para a ligação com a placa do DAC). Esta placa de suporte conta ainda com um *socket* de 14 pinos para uma ligação através de um *flat cable* à placa TMDSDOCK28335 da *Texas Instruments* [102] que contém um emulador JTAG com interface USB, possibilitando assim a depuração do código em tempo real, entre outras funções essenciais à implementação e teste dos algoritmos de controlo do sistema.



Figura 5.8 Placas de desenvolvimento e suporte do DSP TMS320F28335.

Para a programação do DSP foi utilizado o *integrated development environment* (IDE) *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*. Através deste software é possível programar o algoritmo de controlo em linguagem C, realizar o *debug* do código, alterar as variáveis em tempo real, programar as memórias RAM e *flash* do DSP, contabilizar os pulsos de

clock necessários na realização de uma determinada tarefa, entre outras características. É também importante referir que este software disponibiliza diversas bibliotecas úteis para a programação de DSPs, incluindo para o DSP utilizado na presente dissertação. Na Figura 5.9 encontra-se apresentado o ambiente de trabalho do *Code Composer Studio* v6.

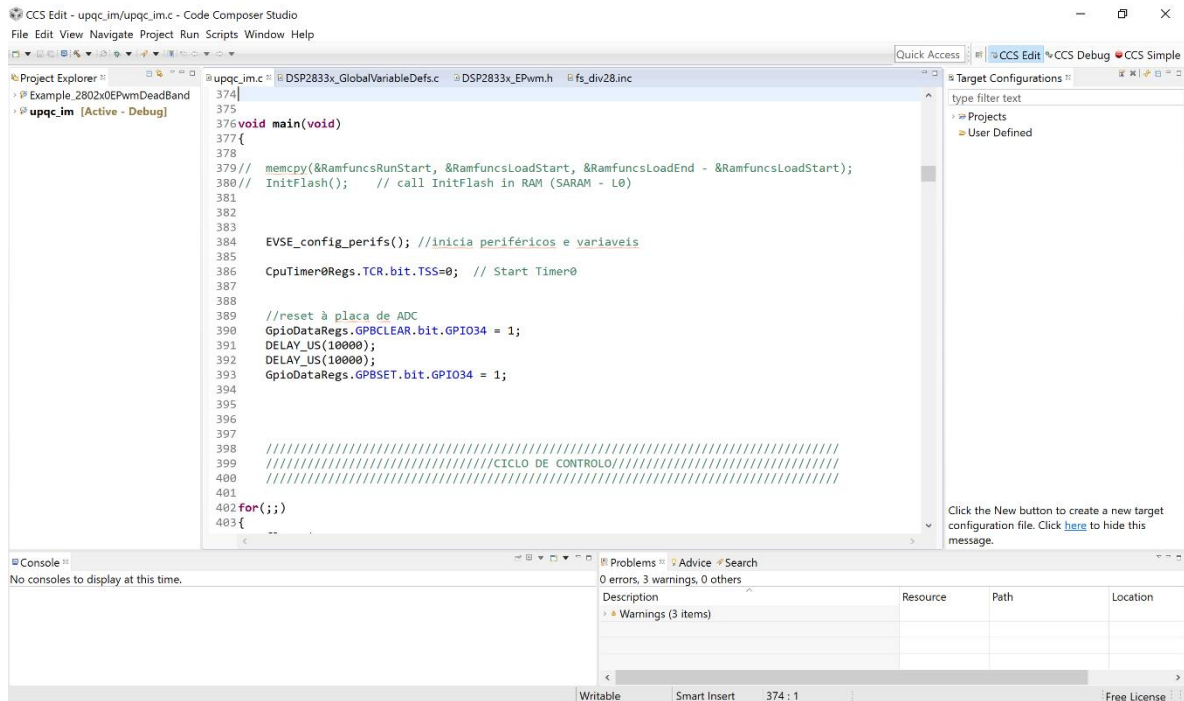


Figura 5.9 Ambiente de trabalho do *Code Composer Studio* v6.

Na Figura 5.10 encontra-se apresentado o fluxograma geral do sistema de controlo implementado no DSP. Primeiramente é efetuada a configuração de todos os periféricos (*timers*, ADC, PWMs, GPIOs e comunicação série) e inicialização de variáveis. Posteriormente, o sistema entra num ciclo infinito onde espera a *flag* do *timer* para iniciar a conversão de dados do ADC. Este *timer* encontra-se configurado para iniciar uma interrupção a cada 25 μ s resultando assim numa frequência de aquisição de sinais de 40 kHz. Após serem lidas as grandezas através do ADC é verificado se existe algum valor excessivo como sistema redundante às proteções por hardware. Caso não existam anomalias, segue-se a execução dos algoritmos de controlo do sistema mediante a ativação de uma *flag*. Os principais blocos de controlo do sistema consistem na sincronização com a tensão da rede elétrica através da sub-rotina “PLL”, no cálculo de correntes de referência e compensação, através da sub-rotina “Teoria Controlo FBD”, no controlo da tensão dos barramentos CC através da sub-rotina “Controlo Barramento CC” e no controlo da corrente sintetizada pelo conversor através das sub-rotinas “Controlo Corrente” e “Técnica Modulação PWM”. Em paralelo com a execução destes blocos de controlo é verificado se

existem comandos gerados pelo utilizador através da porta série, como por exemplo *start/stop* ou escolha de modo de funcionamento do conversor.

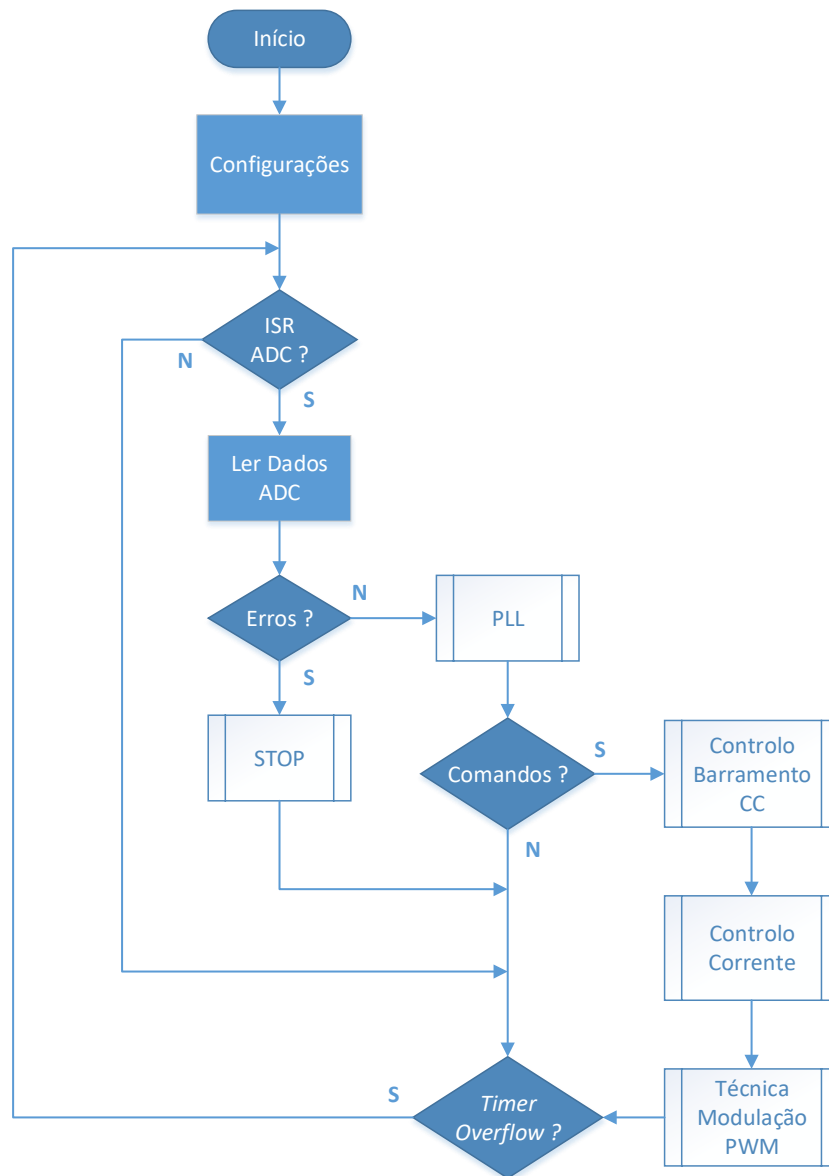


Figura 5.10 Fluxograma geral do sistema de controlo.

5.3 Sistema de Potência

Neste item são abordados todos os elementos que constituem o sistema de potência do conversor proposto. Este sistema pode ser dividido em três partes, sendo que a primeira corresponde à constituição da topologia do conversor proposto, nomeadamente à PCB que o suporta, aos semicondutores de potência, circuitos de proteção de gate dos IGBTs e condensadores dos barramentos CC. A segunda parte corresponde aos circuitos de drivers para os IGBTs e a última corresponde ao circuito de acoplamento à rede elétrica, constituído pela bobina de acoplamento e pelo sistema de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC. Na Figura 5.11 encontra-se apresentada a integração do sistema de

potência desenvolvido no âmbito desta dissertação e que, posteriormente, será detalhadamente apresentado. No entanto, esta integração do sistema consiste na montagem das placas de *drivers* em conjunto com a placa do circuito de potência do conversor USP num dissipador térmico. É importante referir que em relação à logística de montagem das PCBs do conversor e dos *drivers* foi tido em consideração, por razões de segurança, que todas as bases dos seus suportes fossem não condutoras, de forma a evitar a ocorrência de curto-circuitos.

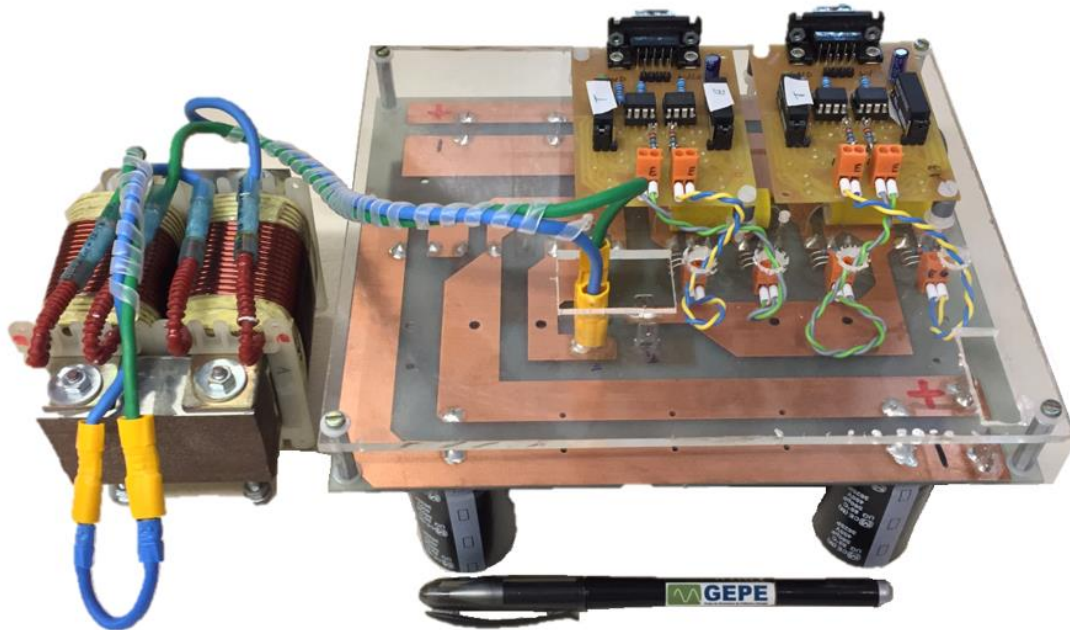


Figura 5.11 Integração do sistema de potência do conversor proposto.

5.3.1 Conversor CA-CC Proposto

A presente dissertação visa o desenvolvimento de um conversor unificado com características de FAP. Neste sentido, um dos principais objetivos da presente dissertação é desenvolver o *hardware* do respetivo conversor de uma forma compacta e robusta. Inicialmente foi efetuada uma análise no mercado, e no laboratório do GEPE, relativa aos componentes eletrónicos que constituem o conversor USP. Na escolha dos respetivos componentes foram tidos em atenção aspetos como as dimensões, encapsulamento, relação preço/qualidade, frequência máxima de comutação e principalmente tensões e correntes máximas suportadas. Para o conversor desempenhar de uma forma segura os seus modos de funcionamento (CB, FAP e CB + FAP), é importante ter em atenção a corrente máxima suportada pelos componentes, principalmente pelo facto de nos modos de funcionamento como FAP e CB+FAP poder ser requerido pelo conversor sintetizar correntes de valor considerável, provenientes da possibilidade da rede elétrica poder alimentar várias cargas. É também necessário ter em atenção que o conversor se encontra conectado à rede elétrica e a

dois barramentos CC com uma tensão superior à tensão máxima instantânea da rede elétrica, desta forma os componentes terão de suportar aos seus terminais, tensões na ordem dos 400 V relativas ao valor nominal de tensão estabelecido para a tensão dos barramentos CC. Assim, para a constituição do conversor BAR foram utilizados quatro IGBTs discretos com díodos em antiparalelo fabricados pela *Fairchild* com a referência FGA25N120ANTD. Estes IGBTs suportam uma corrente contínua no coletor de 50 A e 25 A, operando à temperatura de 25 °C e 100 °C respetivamente. Estes suportam tensões entre o coletor e emissor até 1200 V e possuem, no pior dos casos, tempos de comutação na ordem dos 500 ns [103]. Para a constituição do conversor FWR foram utilizados quatro díodos discretos ultrarrápidos fabricados pela *Littelfuse* com a referência DUR6060W. Estes díodos permitem correntes de 60 A, operando à temperatura de 70 °C, suportam tensões de até 600 V e possuem tempos de comutação na ordem dos 50 ns [104]. Para a constituição dos dois barramentos CC do conversor USP foram utilizados condensadores eletrolíticos de 560 μ F com a referência EETHC2W561EA capazes de suportar uma tensão de 450V [105]. Desta forma, com os componentes escolhidos para a constituição do sistema de potência do conversor USP é possível verificar que é segura a instalação do respetivo conversor em sistemas elétricos de pelo menos 4,6 kVA. No entanto, principalmente devido às limitações das pistas da PCB, apresentada posteriormente, que constituem o conversor optou-se por considerar que a instalação do conversor não deverá ultrapassar sistemas elétricos de 2,3 kVA de potência nominal.

Na Figura 5.12 encontra-se apresentado o esquemático da PCB do circuito de potência desenvolvido na ferramenta *Menthor Graphics PADS*. A placa descrita neste item foi exclusivamente projetada e desenvolvida no âmbito desta dissertação, para fazer as ligações e dar suporte aos componentes do circuito de potência, nomeadamente, aos díodos e IGBTs do conversor USP e aos condensadores dos barramentos CC. Inicialmente foi efetuado o desenho lógico da placa com todas as ligações dos componentes, e para que o *layout* da PCB pudesse ser desenhado de forma mais precisa possível foi necessário criar algumas regras condicionais e alguns componentes no *PADS Logic*, e os respetivos *layouts* no *PADS Layout*. Para além do esquemático da topologia do conversor USP, é possível observar a existência de um circuito de proteção de gate associado a cada IGBT. Este circuito é constituído por uma resistência de 10 k Ω em paralelo com dois díodos de *zener* de 16 V em série com ânodo comum. Relativamente à presença da resistência de *pull-down* entre a gate e o emissor dos IGBTs prende-se com o facto de evitar a possibilidade de comutações indesejadas, que podem ser causadas por ruído presente na gate. É importante garantir que a resistência de *pull-down* possua um valor elevado em relação à resistência série (abordada

no item seguinte), de modo a evitar um divisor resistivo significativo, resultando numa tensão aplicada à gate inferior à pretendida. Em relação à configuração em série com ânodo comum dos díodos de *zener*, prende-se com o facto de proteger a gate dos IGBTs de tensões excessivas a 16 V ou inferiores a -16 V, visto que o valor máximo aconselhado no *datasheet* dos IGBTs para a tensão *gate-emissor*, à semelhança da maioria dos semicondutores de potência totalmente controlados, é de ± 20 V.

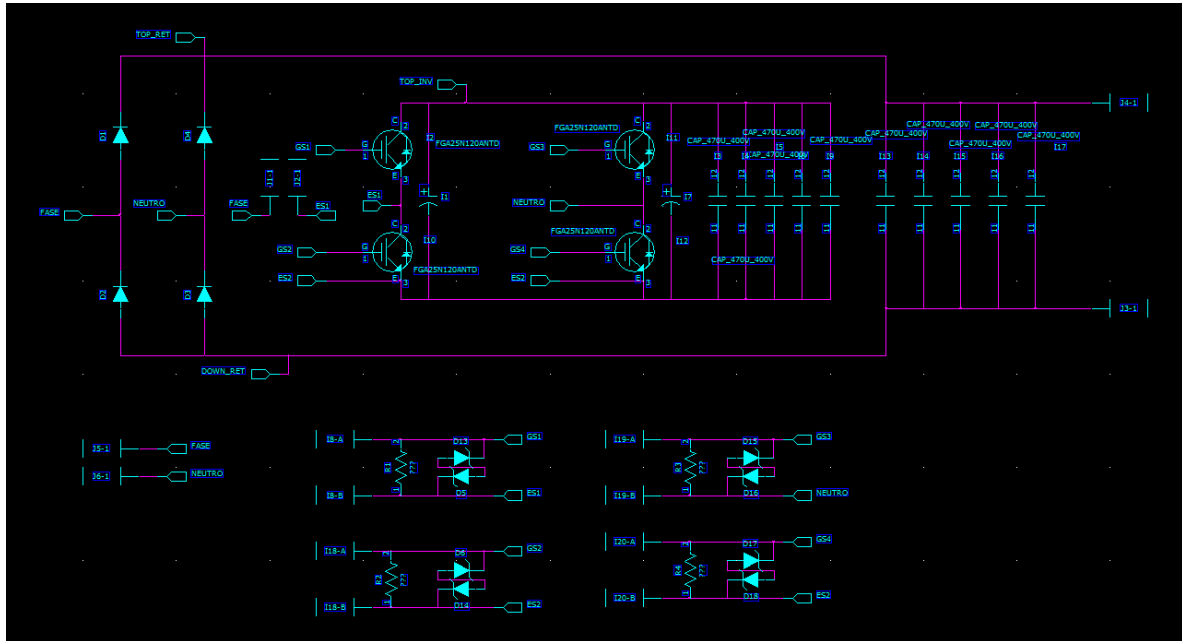


Figura 5.12 Esquemático da PCB do circuito de potência desenvolvido no *PADS Logic*.

Posteriormente à realização do desenho lógico do circuito de potência é efetuado o respetivo *layout* do mesmo. Para tal foi importante ter em atenção as dimensões de todos os componentes que o constituem, incluindo as dimensões do dissipador térmico para os semicondutores de potência, de forma a existir uma correta furação e disposição dos componentes. Na Figura 5.13 encontra-se apresentado o *layout* da PCB do circuito de potência desenhado no software *PADS Layout* com todos os componentes corretamente posicionados e interligados. Neste software são importados os componentes do circuito e os pontos de ligação efetuados no *PADS Logic*, facilitando assim o desenho das pistas sem o risco de alteração das ligações elétricas entre componentes. De forma a manter apenas uma placa compacta para todo o circuito de potência do conversor USP, foi projetada uma PCB com dupla face. Assim, as ligações e componentes visíveis a vermelho são referentes à parte inferior da placa. Por sua vez, as ligações visíveis a azul são referentes à parte superior. É importante referir que as ligações relativas aos sinais de comando foram desenhadas como pistas, sendo que as ligações associadas ao sistema de potência foram

desenhadas como polígonos, com o objetivo de aproveitar a maior área possível da placa para efetuar estas ligações a ser percorridas por valores de corrente relativamente elevados.

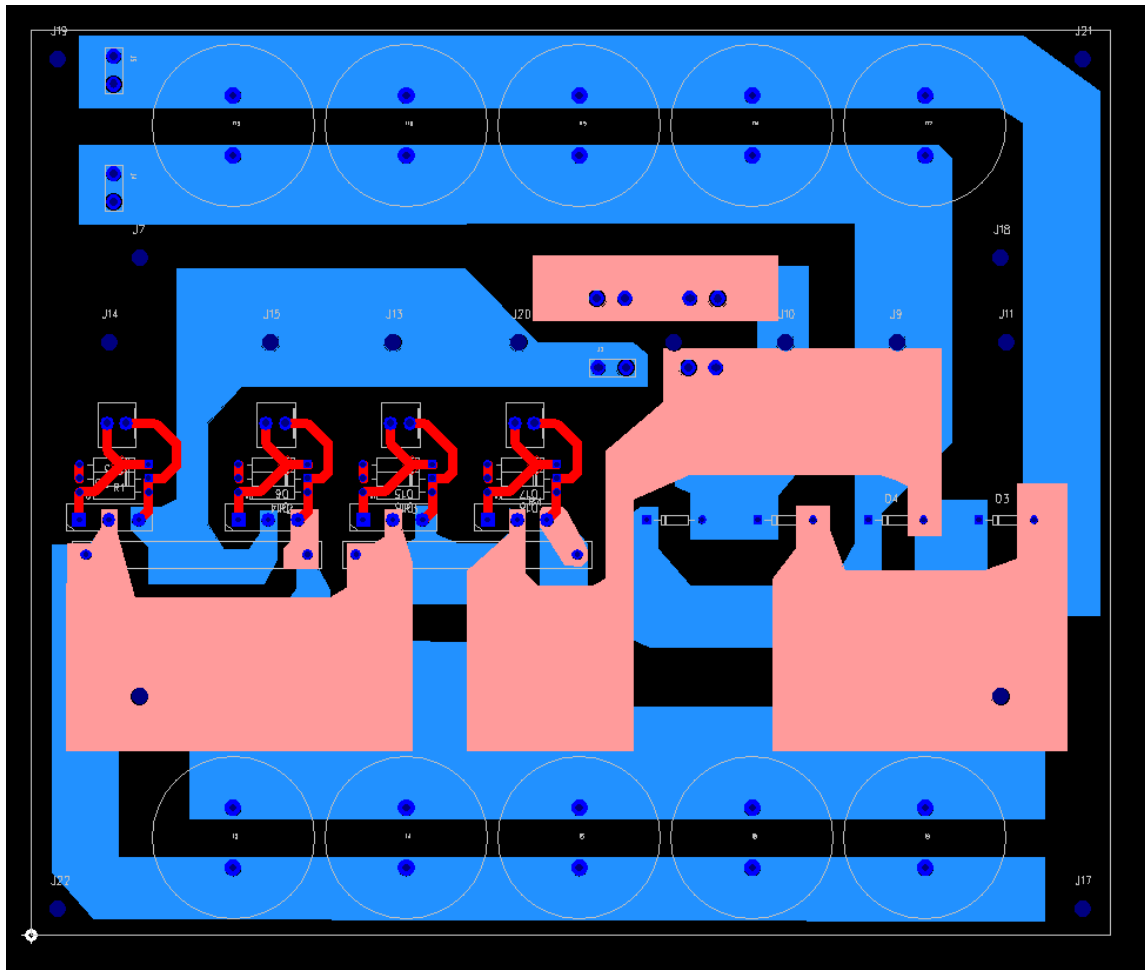


Figura 5.13 *Layout da PCB do circuito de potência desenvolvida no PADS Layout.*

Na Figura 5.14 encontra-se apresentada a vista superior da PCB desenvolvida do circuito de potência do conversor USP proposto, após ser retirado o excesso de cobre da parte superior da placa de forma a melhorar o isolamento entre as pistas e após o processo de soldadura dos componentes. É possível observar os conectores metálicos na zona central da placa para a ligação do conversor à rede elétrica, assim como os conectores do canto superior esquerdo para a ligação das baterias ao barramento CC do conversor FWR. Os conetores cor-de-laranja fazem a ligação dos sinais de PWM provenientes das placas de *drivers* à placa de potência. Junto aos conetores cor-de-laranja está o circuito de proteção de *gate* dos IGBTs, explicado anteriormente, e dois condensadores de *snubber* (condensadores com involucro amarelo). Estes condensadores axiais, de polipropileno, são rápidos e foram colocados em paralelo com cada braço do conversor BAR (par complementar de IGBTs) com a função de proteger os IGBTs de transitórios elevados de tensão, que podem ocorrer

nas comutações. Para este efeito foram utilizados condensadores de 100 nF capazes de suportar tensões de até 1000 V.

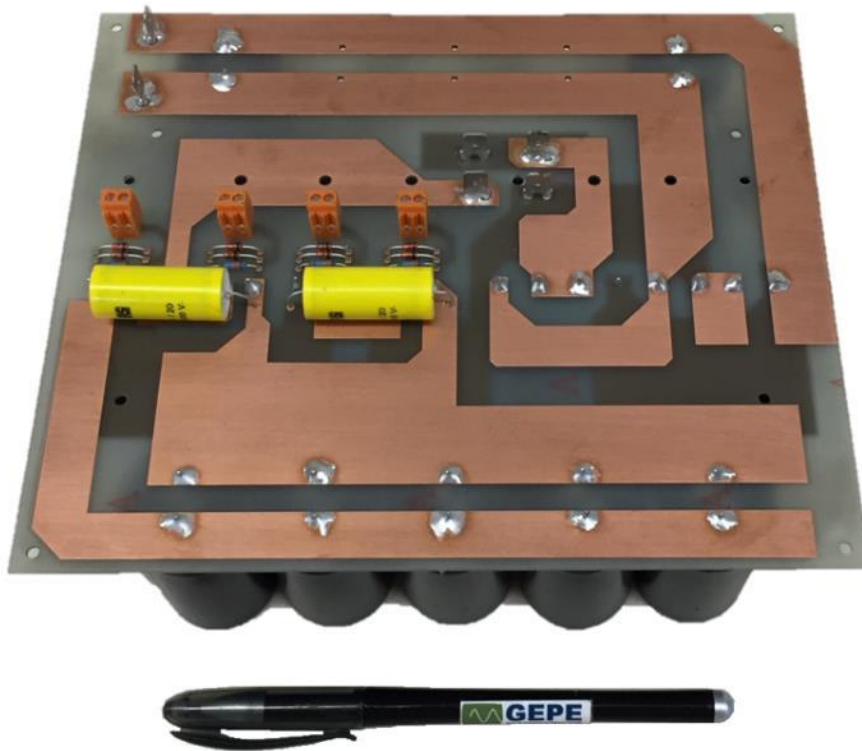


Figura 5.14 Vista superior da PCB do circuito de potência desenvolvida.

Na Figura 5.15 encontra-se apresentada a vista inferior da PCB desenvolvida para o circuito de potência do conversor USP proposto, após ser retirado o excesso de cobre da parte inferior da placa, de forma a melhorar o isolamento entre as pistas e após o processo de soldadura dos componentes. É possível verificar que a PCB foi projetada para a colocação de dois barramentos CC, constituídos por cinco condensadores cada um, sendo utilizados condensadores de 560 μF (450 V) em paralelo, perfazendo uma capacidade total de 2,8 mF no barramento CC do conversor BAR, mas apenas dois condensadores de igual capacidade em paralelo, perfazendo uma capacidade total de 1,12 mF no barramento CC do conversor FWR. Devido ao facto de a topologia do conversor USP permitir um fluxo de energia bidirecional através do conversor BAR e um fluxo unidirecional através do conversor FWR, optou-se pela maior capacidade no barramento CC do conversor bidirecional. Assim, para o modo de operação como CB e CB+FAP o conversor USP possui um barramento com capacidade resultante da soma das capacidades dos dois barramentos, no entanto, para o modo de operação como FAP, possui apenas o barramento conectado ao conversor BAR.

É importante referir que o barramento CC de um conversor CA-CC do tipo VSI deve ser capaz de armazenar uma quantidade de energia considerável, no caso do conversor desenvolvido uma energia de 313,6 J correspondente aos dois barramentos CC, e o valor do

ripple de tensão não deve ser elevado para não prejudicar o correto funcionamento do conversor (mesmo usando apenas o valor médio da tensão no algoritmo de controle, quanto maior o *ripple* menor a dinâmica do controle).

$$E_{BAR} = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,0028 \cdot 400^2 = 224 \text{ J} \quad (5.4)$$

$$E_{FWR} = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,0012 \cdot 400^2 = 89,6 \text{ J} \quad (5.5)$$

Além disso, é possível verificar a disposição dos semicondutores de potência conectados ao dissipador térmico, mais especificamente os quatro díodos posicionados do lado esquerdo e os quatro IGBTs posicionados do lado direito. Uma vez que os semicondutores de potência se encontram na zona central da placa, tentando aumentar a densidade energética, esta conta também com orifícios para se proceder ao aperto dos semicondutores de potência no dissipador térmico, assim como furação necessária à sua própria fixação.

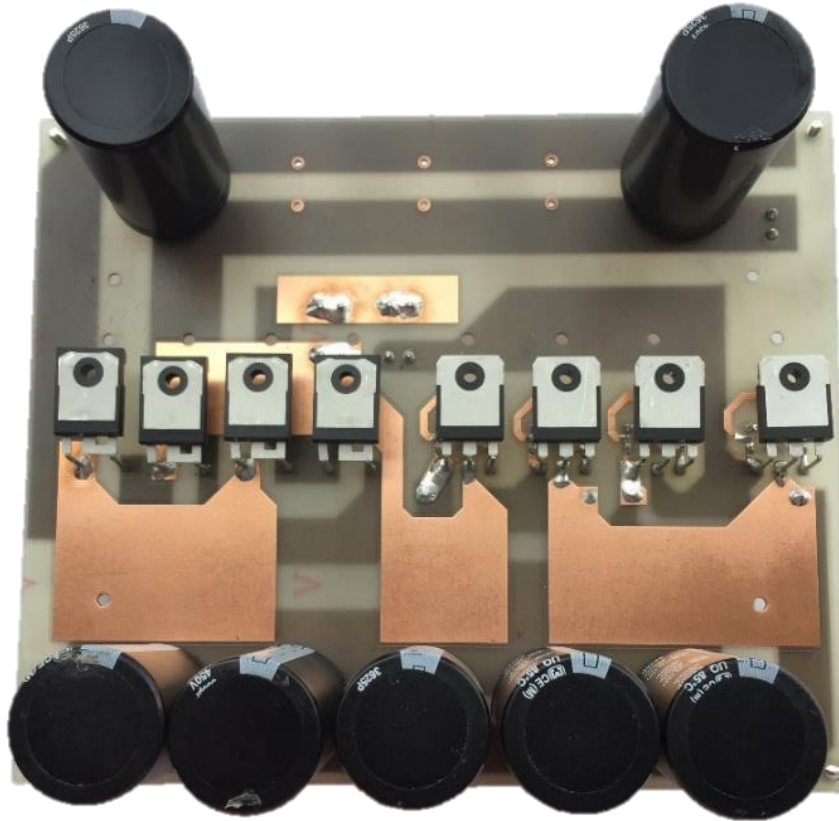


Figura 5.15 Vista inferior da PCB do circuito de potência desenvolvida.

Na Figura 5.16 encontra-se apresentada a vista lateral da PCB desenvolvida, para circuito de potência do conversor USP proposto, montado sobre o dissipador térmico, que tem a função de facilitar a transferência de calor entre o encapsulamento dos semicondutores e o ambiente. Devido às perdas existentes nos semicondutores de potência, em aplicações de eletrônica de potência é muitas vezes necessária a utilização de dissipadores térmicos de

convenção natural (como no caso do utilizado na presente dissertação) ou por convenção artificial, utilizando ventiladores ou líquidos de refrigeração. É possível observar que os IGBTs e os díodos são fixados ao dissipador através de *clips* metálicos, presos ao dissipador térmico com parafusos, de uma forma fácil e segura para uma maior pressão. Estes *clips* têm como função fixar os semicondutores ao dissipador para facilitar a transferência de temperatura para o dissipador térmico. Entre os semicondutores e o dissipador térmico está colocada uma tira de tela isoladora (mica) para evitar contactos elétricos entre o dissipador térmico e os semicondutores de potência, pois estes têm um dos seus contactos (coletor no caso dos IGBTs e cátodo no caso dos díodos) ligados ao seu encapsulamento.

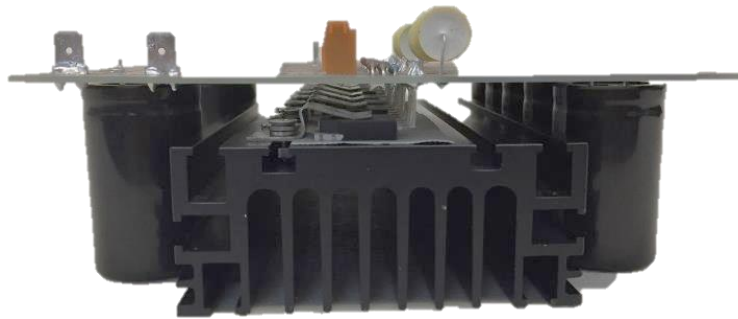


Figura 5.16 Vista lateral da PCB do circuito de potência desenvolvida.

5.3.2 Circuito de *Driver*

O circuito de *driver* tem como função fazer a interface entre o sistema de controlo e o sistema de potência. No primeiro, encontram-se elementos que têm em comum o facto de operarem com baixas tensões e consumirem correntes de reduzido valor. Por outro lado, no andar de potência encontram-se componentes como semicondutores de potência, condensadores, baterias, bobinas e transformadores. Nestes componentes, as tensões e correntes podem ser bastante elevadas, fazendo com que os níveis de potência em questão sejam muito superiores aos existentes no sistema de controlo. No entanto, ambas as partes do sistema necessitam de ser interligadas, pelo que o isolamento galvânico se torna essencial para a integridade do sistema e do utilizador. É importante referir que o facto de se utilizarem dois semicondutores (constituindo um braço de um conversor em ponte) exige o estabelecimento de referências de potencial isoladas.

Na Figura 5.17 encontra-se apresentada a placa do circuito de *driver* utilizada neste projeto, optando-se pela utilização de uma placa para cada braço do conversor (par complementar de IGBTs). Esta placa é alimentada com uma tensão de valor +15 V, e recebe dois sinais de

PWM através de uma ficha DB9. Além disso, esta placa também é constituída pelas resistências de *gate*, que de acordo com o *datasheet* dos IGBTs devem possuir um valor de $10\ \Omega$, por dois optoacopladores e por duas fontes de tensão CC-CC isoladas. Os optoacopladores HCPL 3120 são fabricados pela *Avago Technologies* e permitem um isolamento galvânico de 630 V entre o primário e o secundário, sendo a sua atuação feita por um fotodíodo no lado primário, que é atuado pelo sinal PWM proveniente da placa de comando, utilizando-se uma resistência para limitar a corrente [106]. Este fotodíodo emite um sinal para o lado secundário, de acordo com o sinal de PWM, onde o secundário é alimentado por uma fonte CC-CC isolada. Esta fonte com a referência MEA1D1515SC é fabricada pela *Murata*, garante um isolamento galvânico de 1000 V entre o primário e o secundário e apresenta à saída duas tensões de valor $\pm 15\text{ V}$ a partir da tensão de 15 V que alimenta a placa [107]. Esta placa conta também com alguns pontos de teste, de forma a facilitar a verificação dos sinais gerados e de alimentação.



Figura 5.17 Placa de circuito de *driver*.

5.3.3 Interface com a Rede Elétrica

O conversor USP é conectado à rede elétrica através de uma bobina e de um circuito de pré-carga para os condensadores dos barramentos CC. Este circuito é composto por um disjuntor de ligação à rede elétrica e por uma resistência de pré-carga em paralelo com um interruptor para efetuar o seu *by-pass*. O disjuntor de ligação à rede elétrica tem como função proteger o circuito de potência e, por questões de simplicidade, fazer o acoplamento/desacoplamento do conversor com a rede elétrica. A resistência tem como função limitar a corrente durante o processo de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC e o interruptor de *by-pass* tem como função criar um caminho alternativo para a corrente depois de concluída a pré-carga.

A bobina de acoplamento é um elemento crucial para efetuar a interface do conversor USP com a rede elétrica, assim como para filtrar as altas frequências características da modulação

PWM. É importante referir que, tipicamente, quanto maior for o valor de indutância da bobina, menor será o *ripple* de corrente obtido. No entanto, para minimizar problemas de ruído de comutação transmitido a partir de capacidades parasitas, as bobinas tradicionais são substituídas por bobinas de acoplamento mútuo, i.e., a bobina de acoplamento do conversor com a rede elétrica é constituída por um enrolamento conectado com a fase e outro conectado com o neutro do sistema monofásico. Na Figura 5.18 encontra-se apresentada a bobina utilizada na presente dissertação. Esta bobina foi ensaiada numa ponte RLC a fim de determinar a evolução dos seus valores de indutância para diferentes gamas de frequência, tendo sido determinado um valor de indutância total, que corresponde à soma da indutância própria de cada enrolamento na ordem dos 2,2 mH a uma frequência de 40 kHz.



Figura 5.18 Bobina de acoplamento à rede elétrica.

5.4 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentado o desenvolvimento dos sistemas de controlo e de potência utilizados na presente dissertação. Em relação ao sistema de controlo foi efetuada uma análise pormenorizada dos vários componentes que o constituem, nomeadamente, aos sensores (tensão e corrente), incluído o dimensionamento das suas resistências de medida, assim como às placas (comando, DAC, e condicionamento de sinal, incluindo o ADC a deteção de erros) utilizadas. Foi ainda abordada a plataforma digital de controlo, constituída pelo DSP utilizado e o processo estrutural dos algoritmos implementados através de um fluxograma para uma melhor compressão do software do sistema de controlo. Relativamente ao sistema de potência foi efetuada, de igual modo, uma análise pormenorizada, nomeadamente, ao critério de escolha dos vários componentes eletrónicos

(diodos, IGBTs e condensadores) em função das características necessárias ao correto funcionamento em segurança do conversor USP proposto. Foi efetuada uma análise ao esquemático e *layout* da PCB dimensionada e projetada no âmbito da presente dissertação que integra o conversor USP proposto, juntamente com algumas explicações de implementações práticas consideradas relevantes. Foi também, efetuada uma análise das placas dos circuitos de *driver* dos IGBTs, assim como dos elementos que constituem a interface do conversor USP à rede elétrica, nomeadamente o circuito de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC e a bobina de acoplamento à rede elétrica.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Conversor CA-CC

6.1 Introdução

Neste capítulo são expostos e analisados os resultados experimentais do conversor USP proposto, assim como os procedimentos efetuados para os alcançar. Inicialmente foram efetuados testes de validação de hardware e software, sendo testadas individualmente cada uma das partes constituintes do sistema de controlo, bem como efetuadas validações experimentais em malha aberta e em malha fechado do sistema do conversor USP. Posteriormente foram obtidos resultados experimentais com a finalidade de avaliar o desempenho de todo o sistema, sendo apresentados, separadamente, os resultados experimentais dos três diferentes modos de operação do conversor USP (CB, FAP, CB+FAP) com diferentes cargas. É importante referir que, por questões de segurança, os valores de tensão e corrente utilizados nos testes foram aumentados gradualmente até se atingir valores com níveis de potência consideráveis.

Na Figura 6.1 encontra-se apresentada a bancada de trabalho no GEPE onde foram efetuados os testes experimentais. Na parte superior da bancada é possível observar a *rack* que integra o sistema de controlo do conversor USP e dois dos equipamentos principais para a validação e registo dos resultados experimentais obtidos, nomeadamente o osciloscópio digital *Yokogawa DL708E* e o analisador de qualidade de energia elétrica *Fluke 435*. Na parte inferior da bancada é importante destacar o sistema de potência do conversor USP e os botões que controlam o circuito de interface com a rede elétrica, nomeadamente os botões do contactor que faz o acoplamento/desacoplamento do conversor com a rede elétrica, assim como os botões do circuito de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC do conversor USP.

Na Figura 6.2 encontra-se apresentado o esquema elétrico do sistema de potência completo que foi utilizado para a obtenção dos resultados experimentais. É importante referir que para se proceder ao carregamento de baterias de VEs seria necessário um eventual conversor CC-CC entre o conversor USP proposto e as baterias. Este eventual conversor está representado a tracejado, contudo não é abordado nesta dissertação, sem prejuízo para a validação do conversor CA-CC desenvolvido.

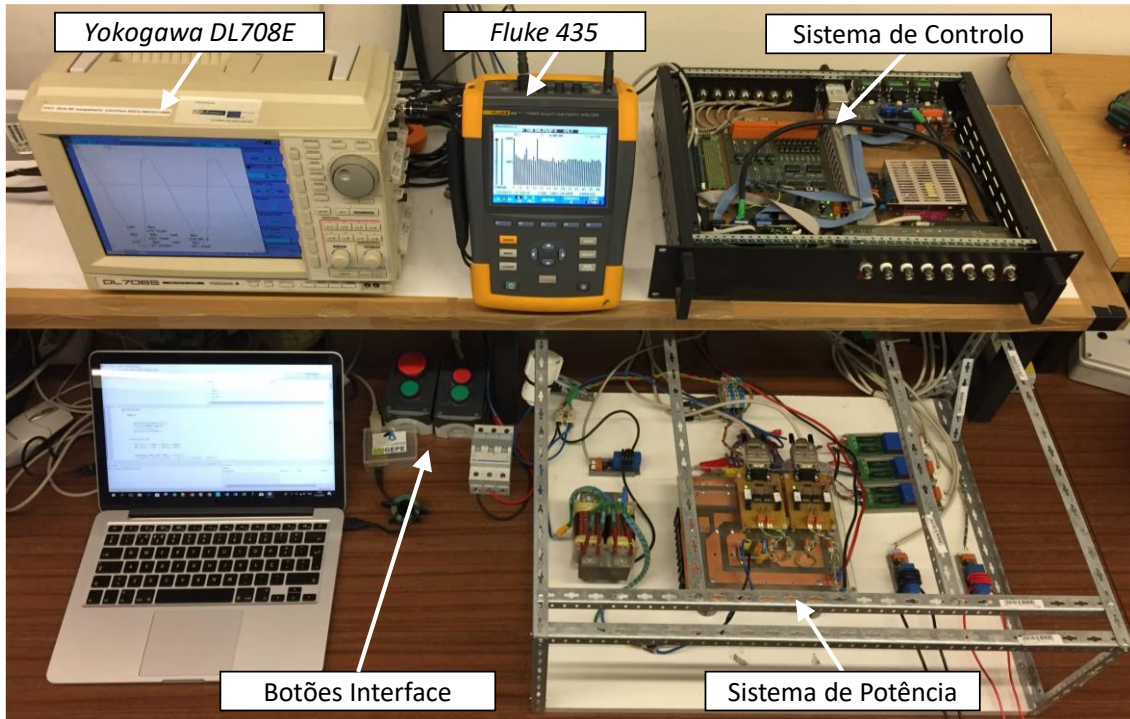


Figura 6.1 Bancada de trabalho para realização de testes e obtenção dos resultados experimentais.

6.2 Testes de Validação de Hardware e Software

Neste item são apresentados e analisados os testes preliminares mais relevantes de validação de hardware e software. Inicialmente foram efetuados testes a alguns dos estágios de controlo do conversor USP, nomeadamente, a sincronização com a componente fundamental da tensão da rede elétrica e da teoria de potência FBD. Posteriormente foram efetuadas validações experimentais do sistema em malha aberta, nomeadamente, sem/com ligação à rede elétrica utilizando controlo de corrente por PS, PI e preditivo, assim como validação das técnicas de modulação PWM bipolar e unipolar. Por fim, foram efetuadas validações experimentais do sistema em malha fechada com ligação à rede elétrica e controlo de tensão dos barramentos CC do conversor USP.

Na Figura 6.3 encontram-se apresentados os resultados experimentais correspondentes ao algoritmo de PLL implementado. Estes resultados foram obtidos com recurso ao osciloscópio digital *Yokogawa DL708E*, sendo que os valores dispostos nos cantos superior/inferior esquerdos correspondem ao fim de escala de medida do osciloscópio. A tensão da rede elétrica foi medida diretamente pelo osciloscópio, sendo que para se poder visualizar o sinal de saída da PLL recorreu-se ao DAC apresentado no item 5.2.5, fazendo o sinal variar entre ± 5 V.

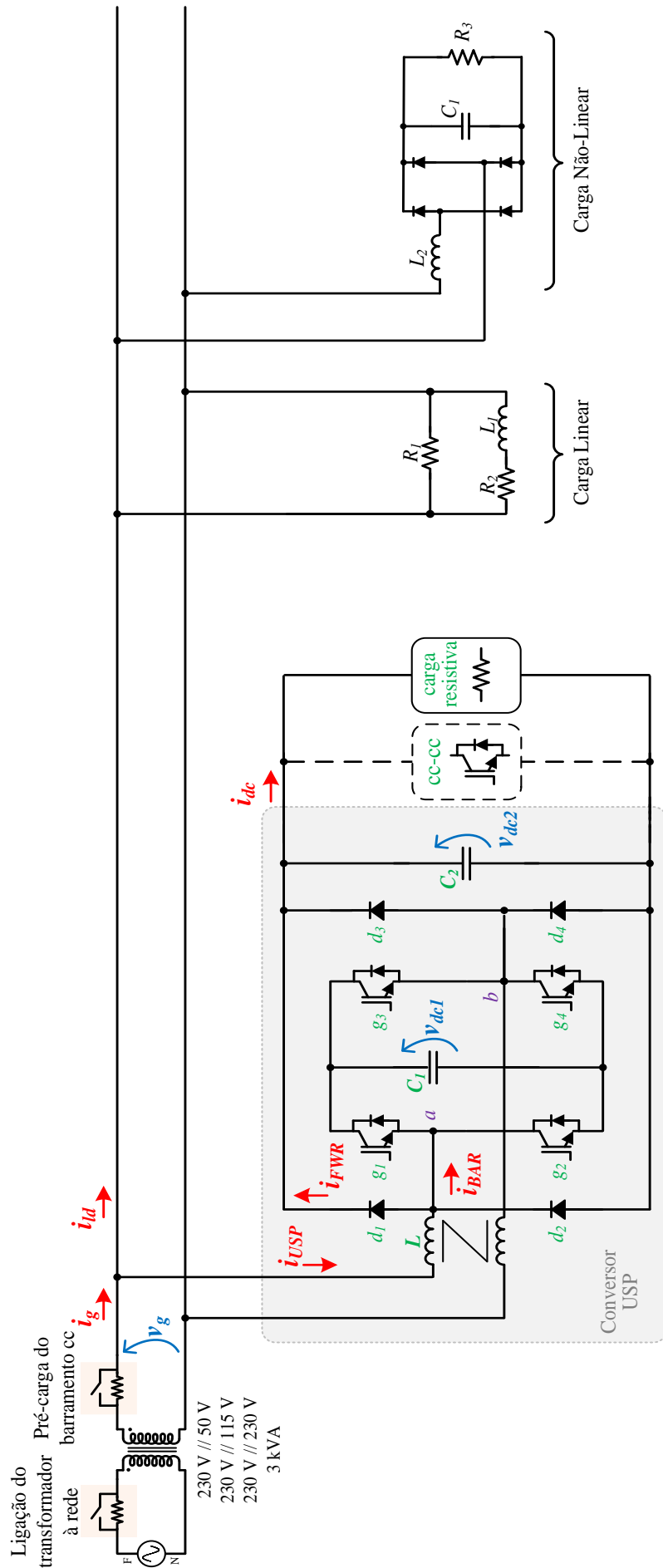


Figura 6.2 Circuito de potência para obtenção de resultados experimentais.

Na Figura 6.3(a) encontra-se apresentado o resultado em regime transitório obtido, verifica-se que o sinal de saída da PLL (v_{pll}) sincroniza ao final de 3 ciclos com o sinal da tensão da rede elétrica, e a sua amplitude alcança a amplitude da tensão da rede elétrica ao final de cerca de 9 ciclos. Refira-se que o valor máximo de v_{pll} , com 3,8 V proveniente do DAC, corresponde, para o caso em questão, a uma amplitude de tensão de cerca de 325 V, relativa ao valor máximo de amplitude da fundamental da tensão da rede elétrica. Na Figura 6.3(b) encontra-se apresentado o resultado em regime permanente obtido após o sinal de v_{pll} ter estabelecido o sincronismo de fase e amplitude com a tensão da rede elétrica (v_g). Com este resultado experimental foi possível verificar que o controlo da PLL sintetiza corretamente um sinal sinusoidal a partir de uma tensão da rede elétrica distorcida.

Na Figura 6.4 encontram-se apresentados, em detalhe, os sinais de tensão *gate*-emissor, provenientes dos circuitos de *driver* aplicados aos IGBTs que formam um braço do conversor BAR. É possível verificar que os IGBTs que constituem um braço comutam com um ângulo de desfasamento entre si de 180° , sendo que estão a *on* quando a tensão *gate*-emissor possui um valor de cerca de 12 V e a *off* quando a tensão *gate*-emissor possui um valor de cerca de 0 V, sendo aplicada uma tensão de -15 V para garantir rápida desativação do IGBT. No entanto, o principal propósito deste resultado prende-se com a verificação experimental dos tempos de comutação presentes no respetivo *datasheet* do IGBT e validar o *deadtime* de 1 μ s seleccionado. Apesar de parecer um pequeno pormenor, esta validação permite garantir que não ocorrem curto-circuitos num braço do conversor, assegurando a integridade do sistema de potência implementado.

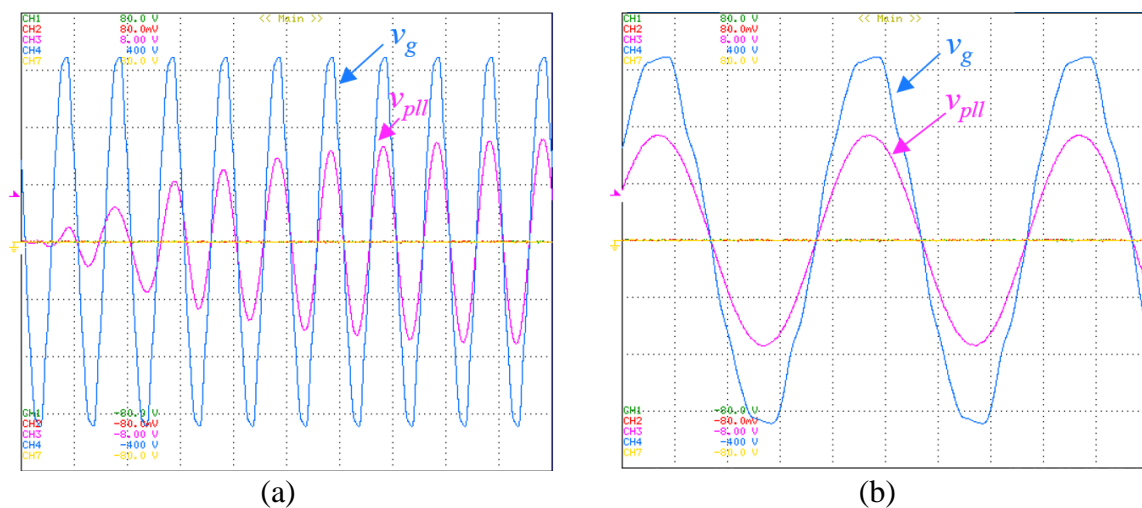
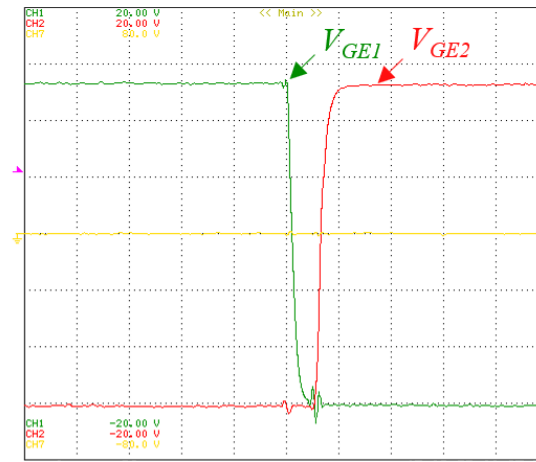


Figura 6.3 Resultados experimentais da PLL implementada:
(a) resultado em regime transitório; (b) resultado em regime permanente.


 Figura 6.4 Resultados experimentais dos sinais de tensão *gate-emissor* nos IGBTs.

Na Figura 6.5 encontram-se apresentados os resultados experimentais correspondentes aos cálculos da teoria de potência FBD, para se obter a corrente de compensação foi apenas ligada uma carga à rede elétrica e medida a tensão e corrente na carga. Na Figura 6.5(a) encontra-se apresentada a corrente de uma carga não linear (i_{ld}), nomeadamente, um retificador com carga RC, a corrente de compensação calculada pela teoria FBD (i_{com*}) e a corrente teórica (i_{gt}) na rede elétrica após a corrente de compensação ser injetada. Esta corrente teórica é obtida através da subtração da corrente de compensação à corrente da carga. Para isso, recorreu-se à funcionalidade *math* disponível no osciloscópio, que permite várias operações, entre as quais a subtração de dois canais do osciloscópio. É possível verificar de uma forma mais evidente na Figura 6.5(b) que a corrente teórica a obter na rede elétrica resulta numa forma de onda praticamente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, validando desta forma a teoria de potência FBD implementada.

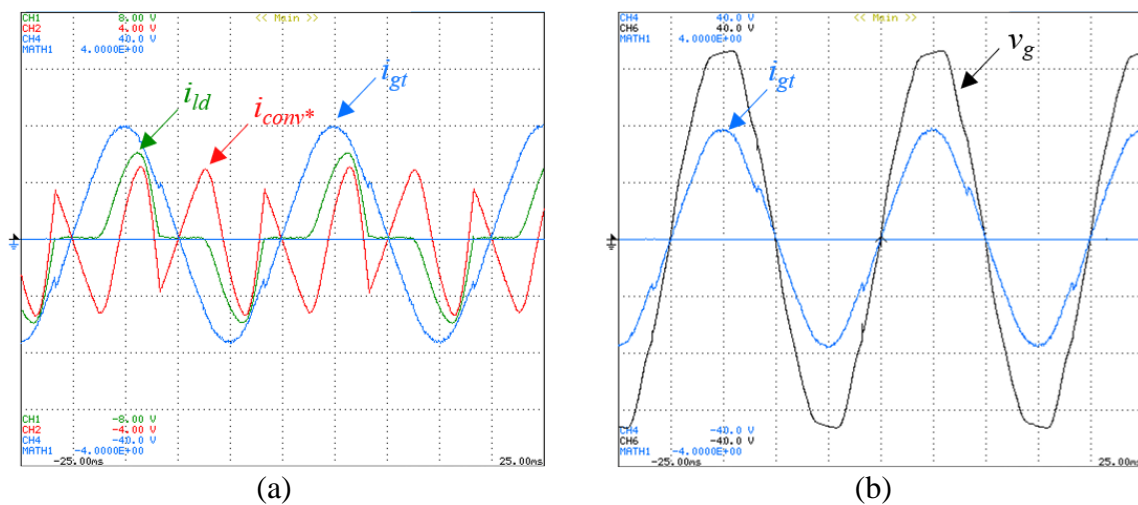


Figura 6.5 Resultados experimentais da teoria de potência FBD: (a) Corrente na carga, corrente de referência e corrente teórica na rede elétrica; (b) Tensão e corrente teórica na rede elétrica.

6.2.1 Validação Experimental em Malha Aberta de Tensão

Neste item são apresentados vários testes de validação experimental em malha aberta. Em primeiro lugar, o sistema de potência do conversor USP foi testado com uma carga resistiva sem qualquer conexão à rede elétrica e com controlo de corrente por PS. Para isso, foi utilizada uma fonte de tensão com controlo de corrente (*Kaise DC Power Supply hy3005d-3*) para garantir aos terminais do barramento CC do conversor BAR uma tensão constante de 30 V, e de forma a fechar o circuito do conversor USP pela bobina de acoplamento foi utilizada uma carga resistiva com valor de 13 Ω . Na Figura 6.6 encontra-se apresentada a tensão do barramento CC (V_{DCI}) do conversor BAR, regulada através da fonte de tensão com um valor de 30 V, o sinal de corrente de referência sinusoidal (i_{conv*}) proveniente do DAC, que corresponde para o caso em questão a uma corrente de 1,4 A de pico, a corrente sintetizada pelo conversor (i_{conv}), assim como a tensão da rede elétrica (v_g) e o sinal da PLL (v_{pll}). É possível verificar que a corrente sintetizada pelo conversor acompanha a referência de uma forma muito satisfatória, sendo apenas notório um ligeiro *ripple* na corrente sintetizada característico da técnica de controlo de corrente PS.

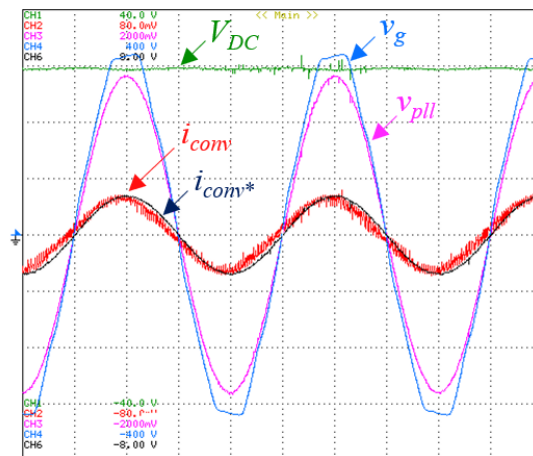


Figura 6.6 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP com carga resistiva e controlo de corrente PS.

Em segundo lugar, o sistema de potência do conversor USP foi testado com conexão à rede elétrica utilizando controlo de corrente por PS, com o objetivo de injetar corrente na rede elétrica. Para isso, foi utilizada a mesma fonte de tensão com controlo de corrente, mencionada anteriormente, para garantir aos terminais dos barramentos CC uma tensão constante de 60 V, sendo o conversor USP conectado à rede elétrica com um valor de 25 V RMS, por intermédio de um autotransformador variável (*variac*) e de um transformador. Na Figura 6.7 encontra-se apresentada a tensão do barramento CC do conversor BAR (V_{DCI}) regulada através da fonte de tensão com um valor de 60 V, o sinal de corrente de referência (i_g^*) sinusoidal proveniente do DAC, que corresponde para o caso em questão a uma

corrente de 4 A de pico, a corrente sintetizada pelo conversor (i_g) injetada na rede, assim como a tensão da rede elétrica (v_g) e o sinal da PLL (v_{pll}). É possível verificar que a corrente sintetizada pelo conversor injetada na rede elétrica acompanha a referência de uma forma muito satisfatória, encontrando-se 180° desfasadas da tensão da rede elétrica. Mais uma vez é possível verificar o *ripple* na corrente sintetizada devido à técnica de controlo de corrente PS, que não apresenta frequência de comutação fixa.

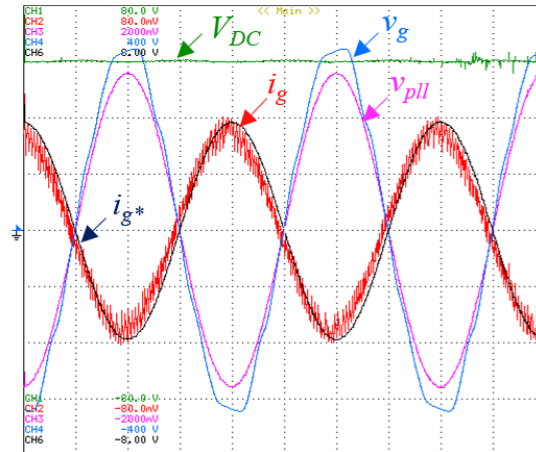


Figura 6.7 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP conectado à rede elétrica (injetar) e controlo de corrente PS.

Em terceiro lugar, o sistema de potência do conversor USP foi testado com conexão à rede elétrica utilizando controlo de corrente por PS, tendo como objetivo o funcionamento do conversor como retificador ativo. Para isso, foi conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR uma carga resistiva com valor de 52 Ω e o conversor USP foi conectado à rede elétrica com um valor de tensão de 25 V RMS por intermédio de um autotransformador variável e de um transformador. É importante referir que para o teste em questão foram especialmente considerados valores de corrente de referência e de carga resistiva de forma a não existir um valor excessivo de tensão nos barramentos CC do conversor USP. Na Figura 6.8 encontra-se apresentada a tensão na rede elétrica (v_g), a corrente na rede elétrica (i_g), o sinal da PLL (v_{pll}), o sinal de corrente de referência (i_{g*}) sinusoidal gerado e as tensões dos barramentos CC do conversor USP (V_{DC1} e V_{DC2}). Na Figura 6.8(a) encontra-se apresentado o resultado obtido em regime transitório. Nesta figura é possível verificar que antes do conversor USP entrar em funcionamento, o barramento CC do conversor BAR encontra-se pré-carregado com uma tensão na ordem dos 50 V estimados pelos cálculos efetuados, e o barramento CC do conversor FWR encontra-se com uma tensão de cerca de 30 V, valor um pouco abaixo do pico da tensão da rede elétrica. A corrente na rede elétrica possui uma forma de onda distorcida, resultado da constituição do conversor FWR e da carga resistiva conectada ao seu barramento CC. Verifica-se ainda,

que após o conversor USP entrar em funcionamento existe uma compensação da corrente na rede elétrica e os dois barramentos CC do conversor USP ficam regulados com o mesmo valor de tensão de cerca de 50 V. Na Figura 6.8(b) encontra-se apresentado o resultado obtido em regime permanente, sendo possível verificar de uma forma mais evidente que a corrente na rede elétrica encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, acompanhando a referência de uma forma muito satisfatória com um valor máximo de 3 A.

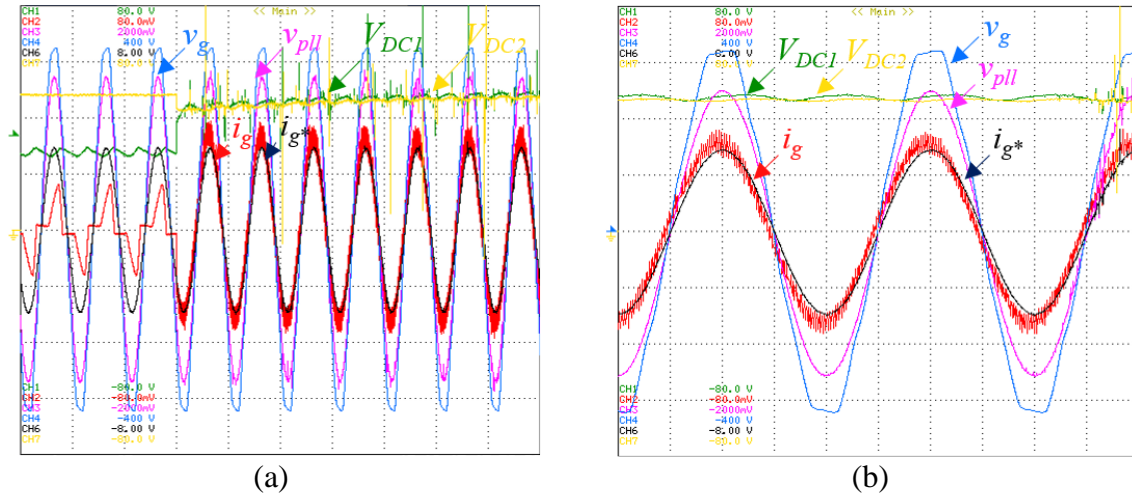


Figura 6.8 Resultados experimentais de validação em malha aberta do conversor USP conectado à rede elétrica (retificador ativo) e controlo de corrente PS: (a) resultado em regime transitório; (b) resultado em regime permanente.

Previamente à validação das técnicas de controlo de corrente com frequência de comutação fixa, nomeadamente o controlo PI e preditivo, procedeu-se ao teste experimental das técnicas de modulação PWM em malha aberta, de forma a proteger o sistema em caso de um eventual erro existente nesta fase. Para isso, foi utilizada a fonte de tensão com controlo de corrente, mencionada anteriormente, para garantir aos terminais do barramento CC do conversor BAR uma tensão constante de 20 V e gerado um sinal de referência (v_{pwm}^*) sinusoidal com 50 Hz de frequência. Na Figura 6.9(a) encontra-se apresentada a técnica de modulação PWM bipolar, verificando-se os dois níveis de tensão ($+V_{DC}$ e $-V_{DC}$) da onda modulada (v_{pwm}) pelo conversor USP em função do sinal de referência. Na Figura 6.9(b) encontra-se apresentada a técnica de modulação PWM unipolar, verificando-se os três níveis de tensão ($+V_{DC}$, 0 e $-V_{DC}$) da onda modulada pelo conversor USP em função do sinal de referência.

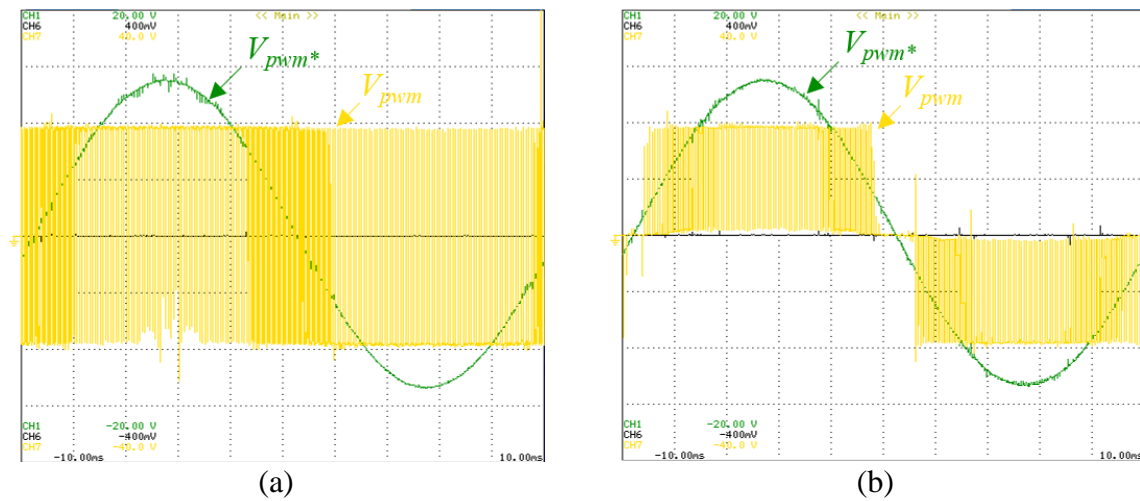


Figura 6.9 Resultados experimentais das técnicas de modulação PWM:
(a) modulação bipolar; (b) modulação unipolar.

Na Figura 6.10 encontram-se apresentados os resultados correspondentes à validação das técnicas de controlo de corrente PI e preditivo. Para isso, o conversor USP foi conectado à rede elétrica e no lado CC foi ligado um retificador com carga RC. De forma a garantir aos terminais do barramento CC do conversor BAR uma tensão constante, foi utilizada a fonte de tensão com controlo de corrente mencionada anteriormente. Na Figura 6.10(a) e na Figura 6.10(b) encontram-se apresentadas as correntes de referência (i_{conv}^*), calculadas pela teoria FBD, e as correntes sintetizadas pelo conversor (i_{conv}) utilizando o controlo de corrente PI e preditivo, respetivamente. É possível verificar que em ambos os casos, a corrente sintetizada pelo conversor apresenta um *ripple* reduzido e acompanha eficazmente a referência com valor máximo de 2 A.

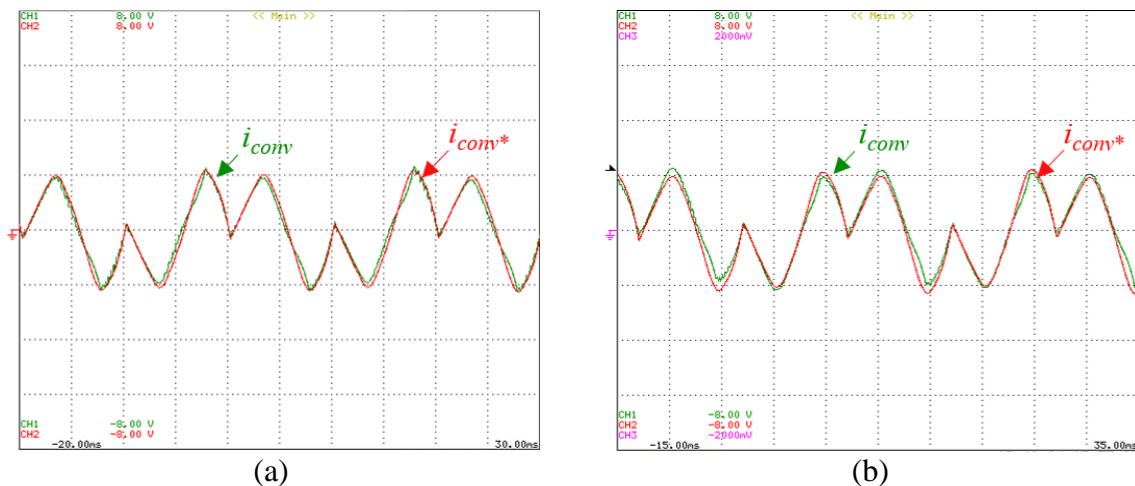


Figura 6.10 Resultados experimentais das técnicas de controlo de corrente:
(a) controlo de corrente PI; (b) controlo de corrente preditivo.

6.2.2 Validação Experimental em Malha Fechada de Tensão

Para o conversor USP funcionar corretamente, é necessário obter uma tensão mínima nos barramentos CC, cujo valor deve ser superior ao valor máximo da tensão da rede elétrica onde o conversor está conectado. Como o valor eficaz da tensão da rede elétrica para o teste em questão é 50 V, foi estipulado um valor de tensão para os barramentos CC de 120 V. Na Figura 6.11 encontram-se apresentadas as três diferentes etapas do controlo de tensão dos barramentos CC do conversor USP. É importante referir que a tensão do barramento CC do conversor FWR é ajustada pela tensão do barramento CC do conversor BAR. Posto isto, na primeira etapa as tensões nos barramentos CC sobem lentamente devido à resistência de pré-carga, colocada em série com o conversor até atingir aproximadamente o valor máximo da tensão da rede elétrica. Na segunda etapa é efetuado o *by-pass* à resistência de pré-carga, permitindo que a tensão dos barramentos CC atinja os 70 V, referentes ao valor máximo da tensão da rede elétrica. Na terceira etapa é efetuado o controlo de tensão dos barramentos CC até estes atingirem, em cerca de 4 segundos, o valor de 120 V estabelecidos, mantendo-se regulados neste valor por ação de um controlador PI. É importante referir que a função do controlo de tensão dos barramentos CC deve apenas ser executada quando são iniciadas as comutações, para evitar que o somatório do erro do controlador PI aumente de forma descontrolada antes do conversor entrar em funcionamento. Refira-se ainda que foi adotada a estratégia de limitar o valor máximo de saída do controlador PI, de forma a garantir o controlo dos barramentos CC de uma forma suave.

Posteriormente à validação do controlo de tensão dos barramentos CC, foi testado o funcionamento do conversor USP como retificador ativo. Para isso, o conversor USP foi conectado à rede elétrica com um valor de tensão de 25 V RMS, por intermédio de um autotransformador variável e de um transformador, e conectada aos terminais do barramento CC do conversor FWR uma carga resistiva. Na Figura 6.12 encontra-se apresentada a tensão e a corrente na rede elétrica, assim como as tensões dos barramentos CC do conversor USP. A Figura 6.12(a) e a Figura 6.12(b) são referentes aos resultados obtidos em regime transitório utilizando o controlo de corrente PI e preditivo, respetivamente. É possível verificar em ambos os casos que, previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, o barramento CC do conversor BAR encontra-se pré-carregado com uma tensão de cerca de 40 V (V_{DC1}) e o barramento CC do conversor FWR encontra-se com uma tensão de cerca de 30 V (V_{DC2}), valor um pouco abaixo do máximo da tensão da rede elétrica. A corrente na rede elétrica (i_g) possui uma forma de onda distorcida, resultado da constituição do conversor FWR e da carga resistiva conectada ao seu barramento CC.

Verifica-se ainda, que após o conversor USP entrar em funcionamento os dois barramentos CC do conversor USP ficam regulados com o mesmo valor de tensão estabelecido de 40 V e a corrente na rede elétrica torna-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica.

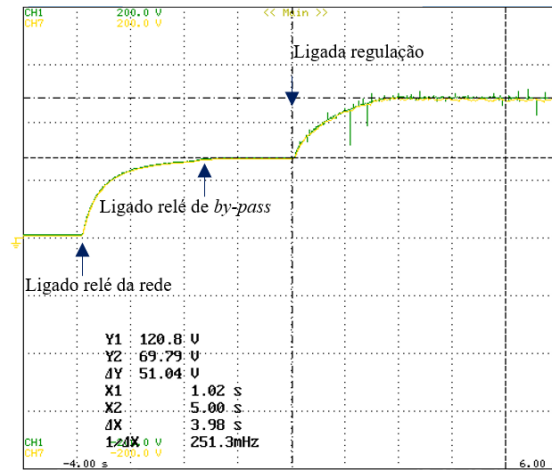


Figura 6.11 Resultados experimentais dos estágios de controle de tensão dos barramentos CC do conversor USP.

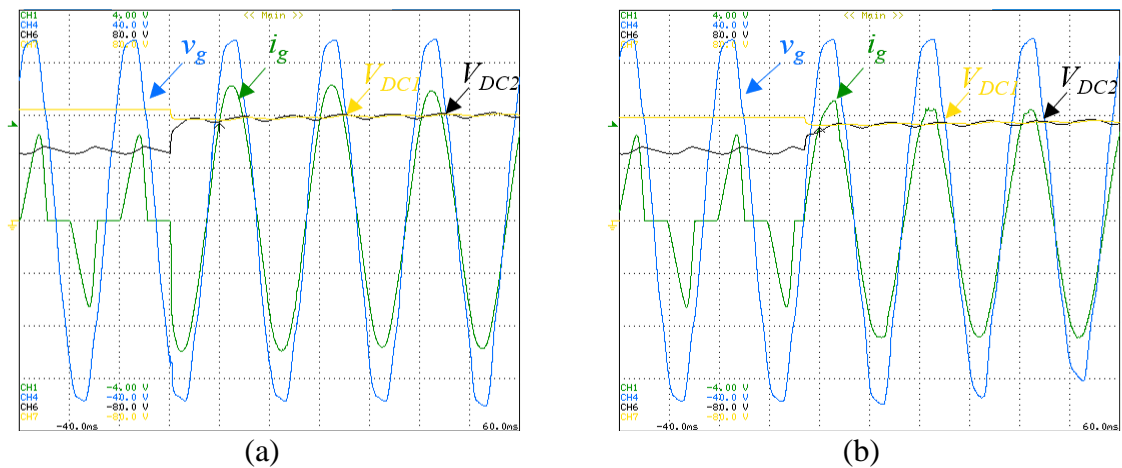


Figura 6.12 Resultados experimentais de validação em malha fechada do conversor USP conectado à rede elétrica (retificador ativo): (a) com controle de corrente PI; (b) com controle de corrente preditivo.

6.3 Resultados Experimentais: Carregador de Baterias

Neste item são apresentados os resultados experimentais do conversor USP no modo de operação como CB. Para isso, o conversor USP foi conectado à rede elétrica por intermédio de um transformador, e conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR uma carga resistiva. Neste âmbito, para além do conversor USP operar com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular os barramentos CC no nível de tensão determinado, a principal vantagem da topologia do conversor USP consiste na existência de uma divisão de correntes entre o conversor FWR e o conversor BAR a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica com o objetivo de diminuir o seu valor de corrente

eficaz sintetizada, e consequentemente diminuir as perdas de energia associadas aos semicondutores de potência. Refira-se que os resultados experimentais presentes ao longo deste item foram obtidos com o conversor a operar com controlo de corrente preditivo e modulação PWM unipolar.

Na Figura 6.13 encontram-se apresentados os resultados experimentais com o conversor conectado à rede elétrica com o valor eficaz nominal de 115 V, uma carga resistiva de 78 Ω aos terminais do barramento CC do conversor FWR e foi estipulado um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 250 V. A Figura 6.13(a) é referente aos resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. Na parte superior desta figura encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 115 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 3,15 A, possuindo forma de onda distorcida. Na parte inferior desta figura, encontram-se apresentadas as tensões nos barramentos CC (V_{DC1} e V_{DC2}) com valor eficaz de 148,48 V e a corrente na resistência de carga (I_B) conectada ao barramento CC do conversor FWR com valor eficaz de 1,82 A. A Figura 6.13(b) é referente aos resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. Na parte superior desta figura, encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 111,43 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 6,63 A, possuindo forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na parte inferior desta figura, encontram-se apresentadas as tensões nos barramentos CC (V_{DC1} e V_{DC2}) com valor eficaz de 249,9 V e a corrente na resistência de carga (I_B) com valor eficaz de 2,98 A.

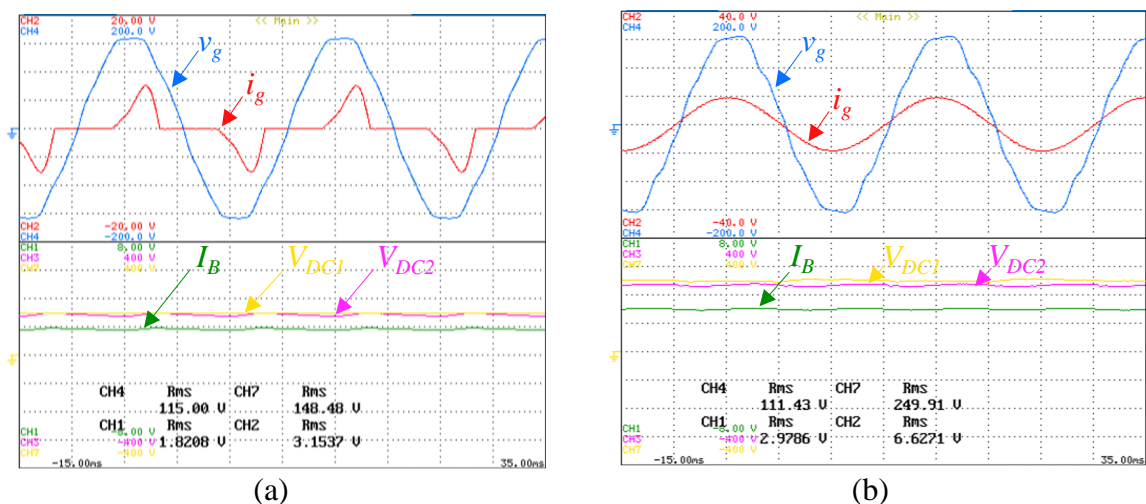


Figura 6.13 Resultados experimentais durante o modo de operação CB (Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

É notório para o caso em questão, que existiu um aumento significativo do valor eficaz da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento como expectável, porém é possível observar na Figura 6.14(a) e na Figura 6.14(b) que existiu a diminuição da potência reativa de 0,094 kVAr para 0,022 kVAr e uma correção do FPT de 0,74 para a unidade.

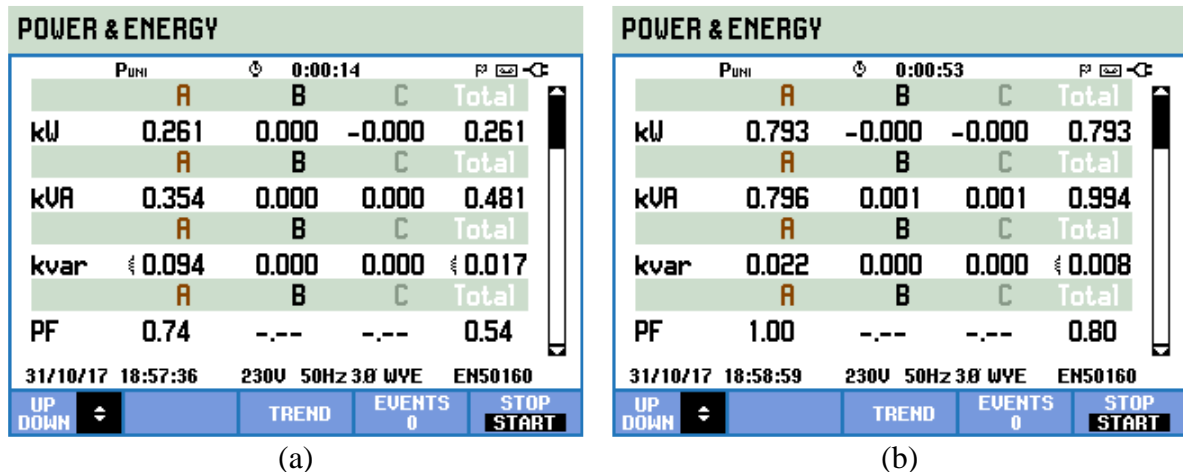


Figura 6.14 FPT e potências no sistema monofásico (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.15(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $THD_{\%f}$ de 80,3%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem. Na Figura 6.15(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes na corrente da rede elétrica foram mitigados, resultando num $THD_{\%f}$ de 1,5%.

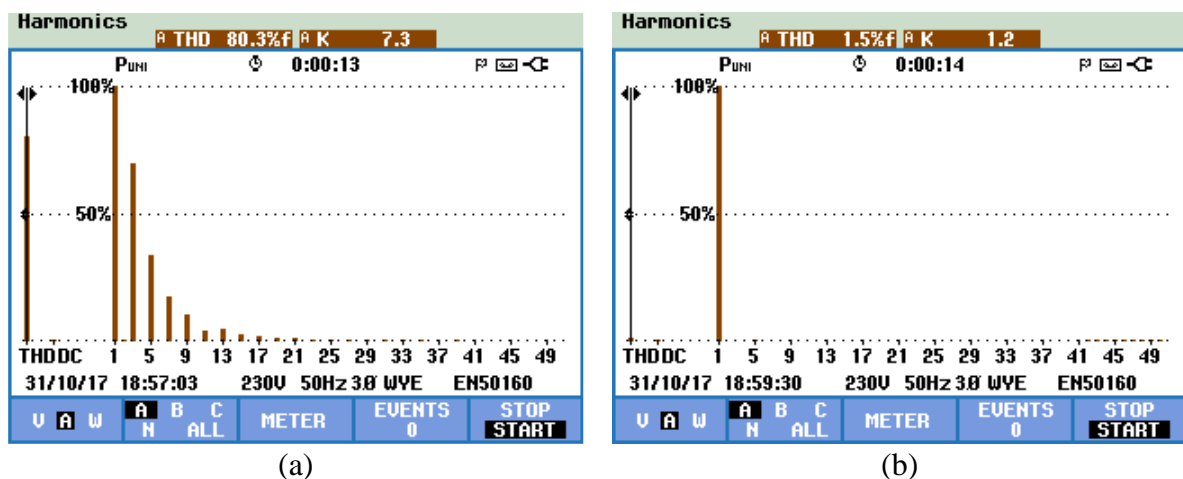


Figura 6.15 Espectro harmónico da corrente na rede elétrica (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.16 encontra-se apresentada, com maior detalhe, a tensão da rede elétrica (v_g), a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 6,41 A, assim como a corrente à saída do conversor BAR (i_{gP}) com valor eficaz de 5,53 A. Desta forma, é possível validar a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica durante o funcionamento do conversor USP no modo de operação CB, sendo possível diminuir o valor eficaz da corrente que circula nos IGBTs do conversor BAR. Refira-se que a corrente à saída do conversor BAR possui um valor máximo igual à corrente na rede elétrica, porém, devido ao facto de possuir uma componente pulsada proveniente da existência do conversor FWR, faz com que exista uma diminuição do seu valor eficaz.

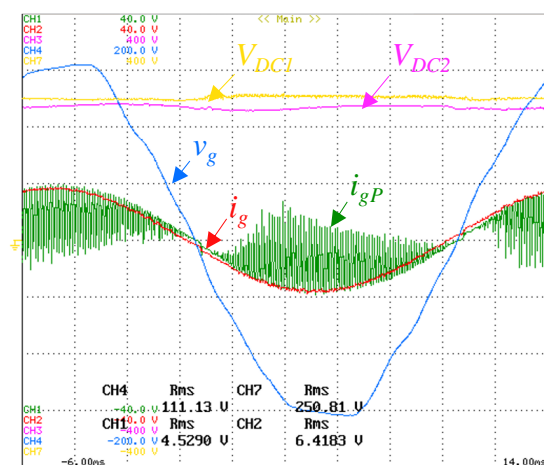


Figura 6.16 Resultados experimentais durante o modo de operação CB:

Tensão e corrente na rede elétrica, corrente à saída do conversor BAR e tensão nos barramentos CC.

Na Figura 6.17 encontram-se apresentados os resultados experimentais com o conversor conectado à rede elétrica com valor eficaz nominal de 230 V, uma carga resistiva de 150 Ω aos terminais do barramento CC do conversor FWR e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 400 V. A Figura 6.17(a) é referente aos resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. Na parte superior desta figura encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 226,91 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 3,5 A, possuindo forma de onda distorcida. Na parte inferior desta figura encontram-se apresentadas as tensões nos barramentos CC (V_{DC1} e V_{DC2}) com valor eficaz de 298,39 V e a corrente na resistência de carga (I_B) com valor eficaz de 1,88 A. A Figura 6.17(b) é referente aos resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. Na parte superior desta figura, encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 224,78 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 4,28 A, possuindo forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na parte inferior desta figura,

encontram-se apresentadas as tensões nos barramentos CC (V_{DC1} e V_{DC2}) com valor eficaz de 401,54 V e a corrente na resistência de carga (I_B) com valor eficaz de 2,4 A.

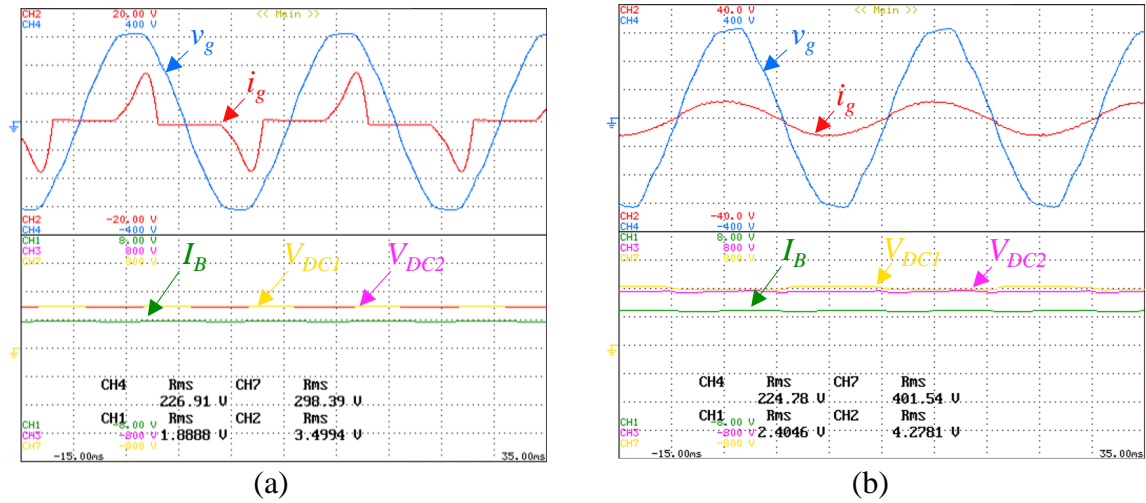


Figura 6.17 Resultados experimentais durante o modo de operação CB (Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

É notório para o caso em questão, que existiu um aumento do valor eficaz da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, porém é possível verificar na Figura 6.18(a) e na Figura 6.18(b) que existiu a diminuição da potência reativa de 0,175 kVAr para 0,002 kVAr e uma correção do FPT de 0,71 para a unidade.

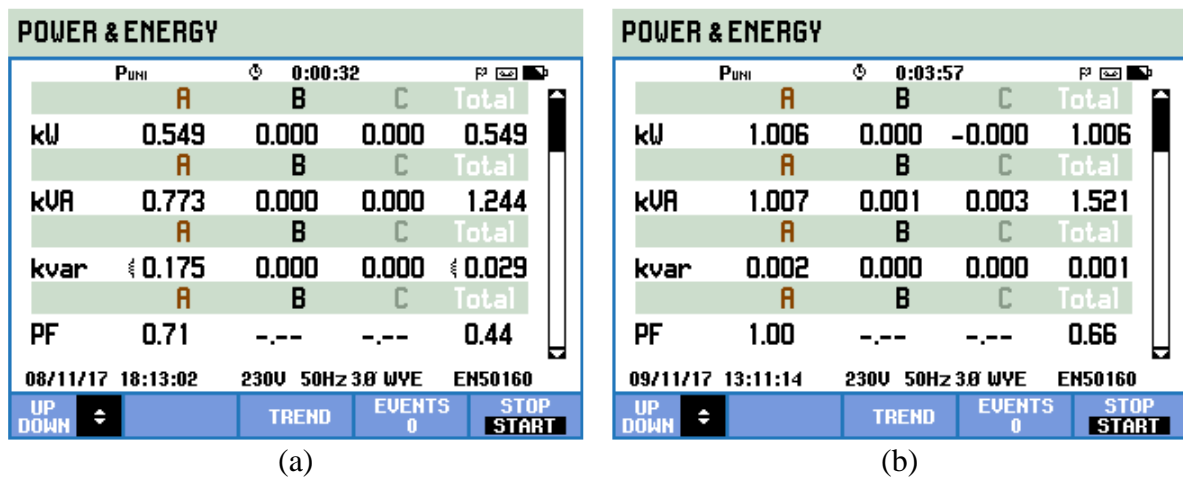


Figura 6.18 FPT e potências no sistema monofásico (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.19(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $THD_{\%f}$ de 89,6%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem. Na Figura 6.19(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica

posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes na corrente da rede eléctrica foram significativamente mitigados, resultando num $THD_{\%f}$ de 3,8%.

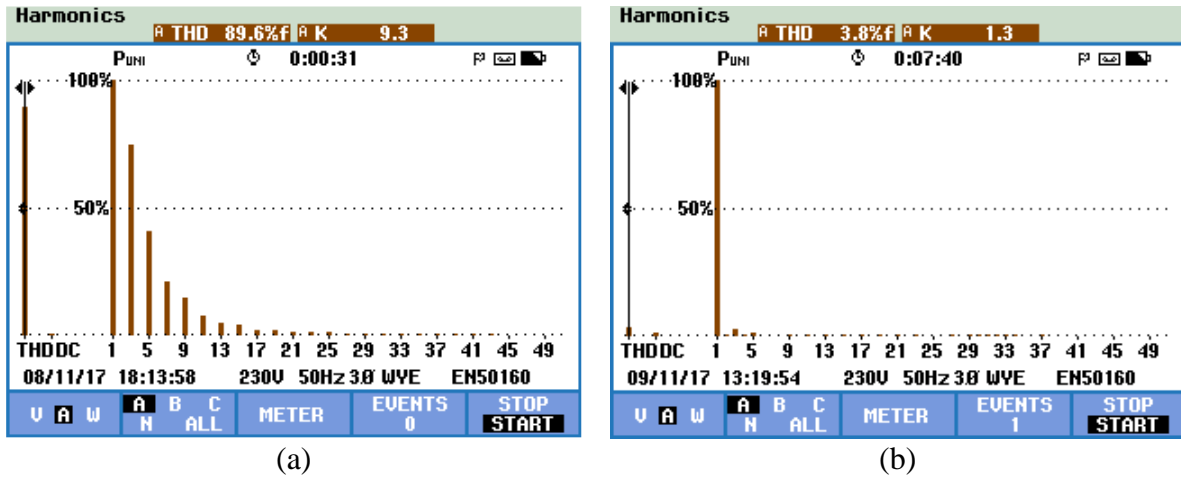


Figura 6.19 Espectro harmónico da corrente na rede eléctrica (modo de operação CB): (a) previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.20 encontra-se apresentada, com maior detalhe, a tensão na rede eléctrica (v_g), a corrente na rede eléctrica (i_g) com valor eficaz de 4,49 A, assim como a corrente à saída do conversor BAR (i_{gP}) com valor eficaz de 2,61 A. Desta forma, é possível validar a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede eléctrica durante o funcionamento do conversor USP no modo de operação CB, sendo possível diminuir o valor eficaz da corrente que circula nos IGBTs do conversor BAR. É possível verificar que a corrente à saída do conversor BAR possui um valor máximo igual à corrente na rede eléctrica, porém, devido ao facto de possuir uma componente pulsada proveniente da existência do conversor FWR, faz com que exista uma diminuição do seu valor eficaz.

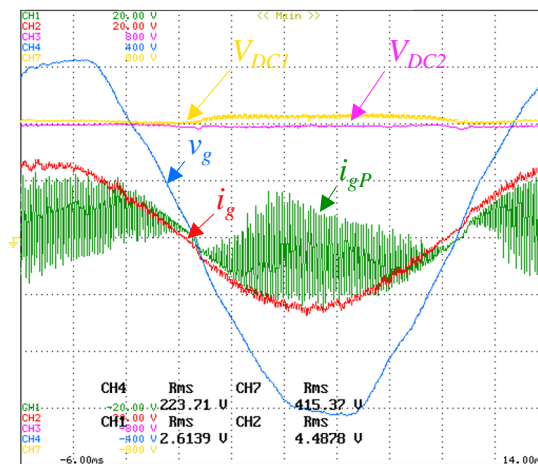


Figura 6.20 Resultados experimentais durante o modo de operação CB: Tensão e corrente na rede eléctrica, corrente à saída do conversor BAR e tensão nos barramentos CC.

6.4 Resultados Experimentais: Filtro Ativo Paralelo

Neste item são apresentados os resultados experimentais do conversor USP no modo de operação como FAP, com o objetivo de avaliar o seu desempenho perante diferentes tipos de carga ligadas à rede elétrica, quer lineares quer não-lineares. Para isso, o conversor USP foi conectado à rede elétrica por intermédio de um transformador, e conectado em paralelo com o conversor e a rede elétrica, uma carga linear RL e duas cargas não-lineares constituídas por um retificador com carga RC e RL, separadamente. É importante referir que no modo de operação como FAP, o conversor USP fica reduzido apenas ao conversor BAR, uma vez que quando o barramento CC do conversor FWR possui a tensão de referência, não vai existir fluxo de corrente no conversor FWR. Refira-se ainda que os resultados experimentais apresentados ao longo deste item foram obtidos com o conversor a operar com controlo de corrente preditivo e modulação PWM unipolar.

Em primeiro lugar o conversor USP foi testado com a conexão de uma carga linear RL ($R = 26 \, \Omega$ e $L = 50 \, \text{mH}$) em paralelo com a rede elétrica, com valor eficaz nominal de 115 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 250 V. Este tipo de carga caracteriza-se por consumir potência ativa e reativa na fundamental, pelo que o conversor terá de compensar o fator de potência. No entanto, caso existam harmónicos na tensão da rede elétrica, como se verifica num sistema elétrico real, uma carga RL consumirá também correntes harmónicas, que serão adicionalmente compensadas pelo conversor USP. Na Figura 6.21 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC, representada por V_{DC} , encontra-se com um valor de 158,82 V referente ao valor máximo da tensão da rede elétrica, a corrente (i_g) possui valor eficaz de 3,28 A, com a sua forma de onda atrasada em relação à forma de onda da tensão da rede elétrica.

Na Figura 6.22(a) é apresentado o espetro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao funcionamento do conversor USP, verificando-se um valor $\text{THD}_{\%f}$ de 3%. No entanto é possível verificar na Figura 6.22(b) um valor de potência reativa de 0,219 kVAr e um FP de 0,81.

Na Figura 6.23 encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) com valor de 248,79 V, a tensão da rede elétrica (v_g) e a corrente de compensação sintetizada pelo conversor (i_{conv}) com valor eficaz de 1,92 A para a compensação do FP da carga RL.

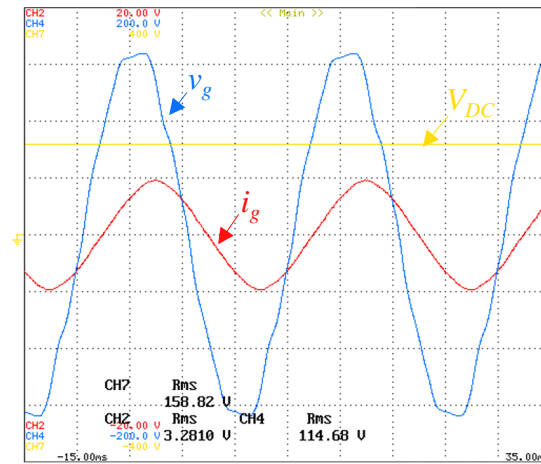


Figura 6.21 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

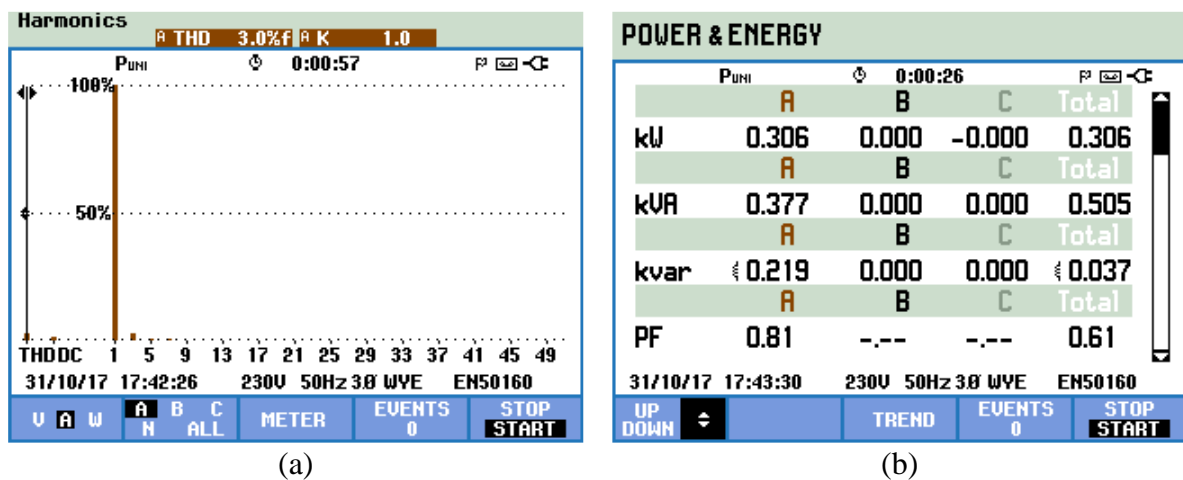


Figura 6.22 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

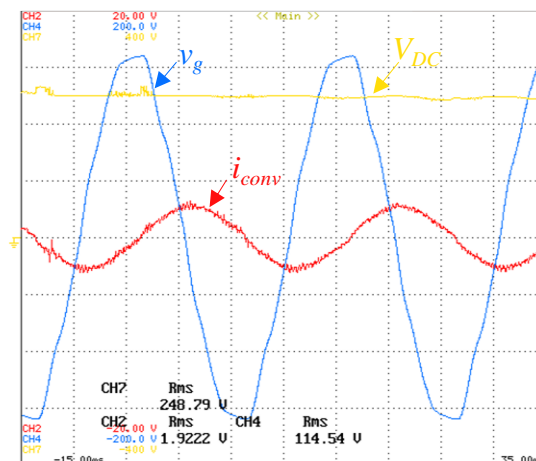


Figura 6.23 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC.

Na Figura 6.24(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada pelo conversor USP, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 5,2%. Na Figura 6.24(b) é

possível verificar a existência de um FP entre a tensão da rede elétrica e a corrente de compensação com valor negativo, como expectável.

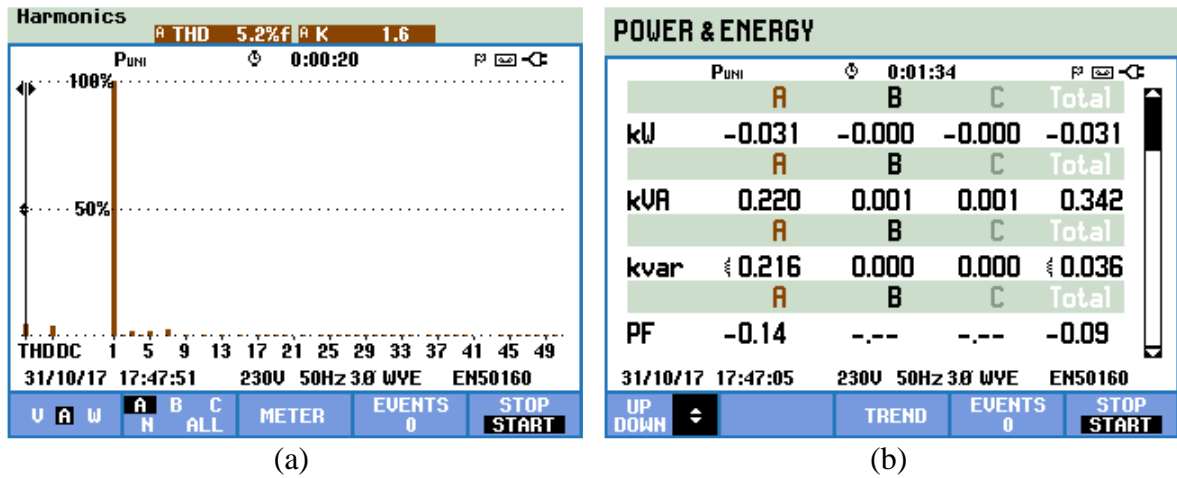


Figura 6.24 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP; (b) $FP < 1$ (ind).

Na Figura 6.25 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se regulada com 250,23 V, assim como a forma de onda da corrente na rede elétrica (i_g) encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica (v_g). Refira-se ainda que existiu uma ligeira redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica para 3,11 A, devido ao facto de a rede elétrica apenas fornecer potência ativa à carga, ficando o conversor USP encarregue das trocas de potência reativa com a carga.

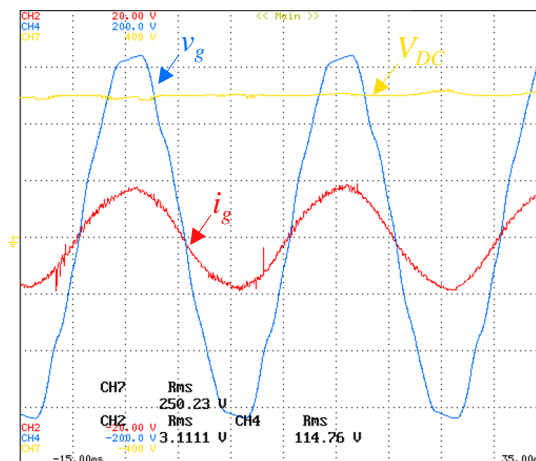


Figura 6.25 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.26(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. É possível verificar que para este caso existiu um ligeiro aumento do $THD_{\%f}$ da corrente da rede elétrica para 4,2%. No

entanto, é possível verificar na Figura 6.26(b) que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,003 kVARr e uma correção do FPT para a unidade.

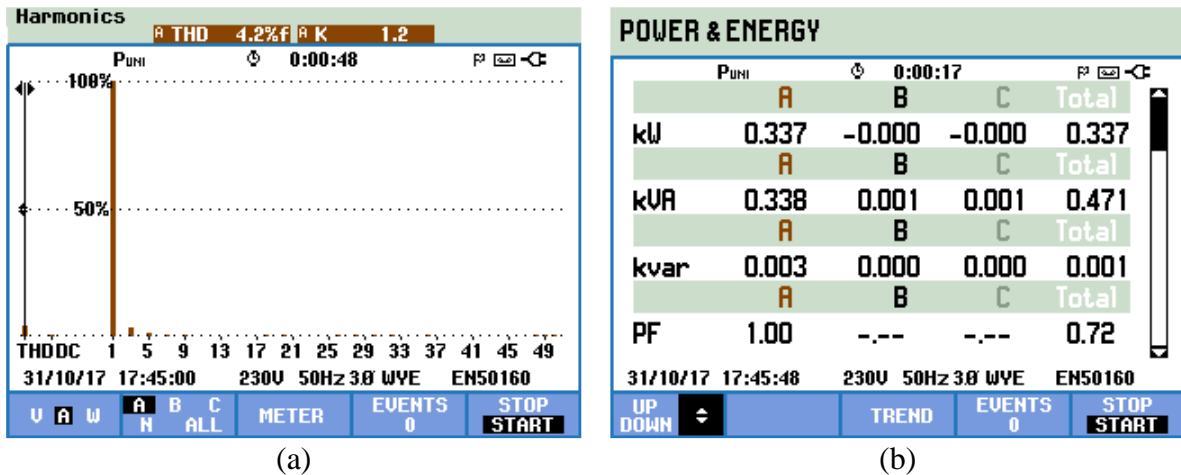


Figura 6.26 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Em segundo lugar, o conversor USP foi testado com a conexão de uma carga não linear, nomeadamente, um retificador com carga RC e bobina série ($R = 100 \, \Omega$, $C = 2 \, \text{mF}$ e $L = 6 \, \text{mH}$) em paralelo com a rede elétrica com valor eficaz nominal de 115 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 250 V. Na Figura 6.27 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se com valor de 157,88 V referentes ao valor máximo da tensão da rede elétrica e a corrente na rede elétrica (i_g) possui um valor eficaz de 2,35 A, onde se pode verificar a sua forma de onda distorcida, resultado da corrente absorvida pela carga não-linear.

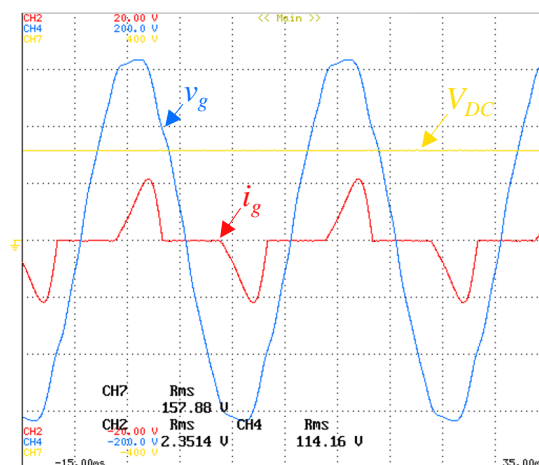


Figura 6.27 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.28(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede eléctrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 78,4%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem, sendo ainda possível verificar na Figura 6.28(b) a existência de um FPT resultante de 0,75.

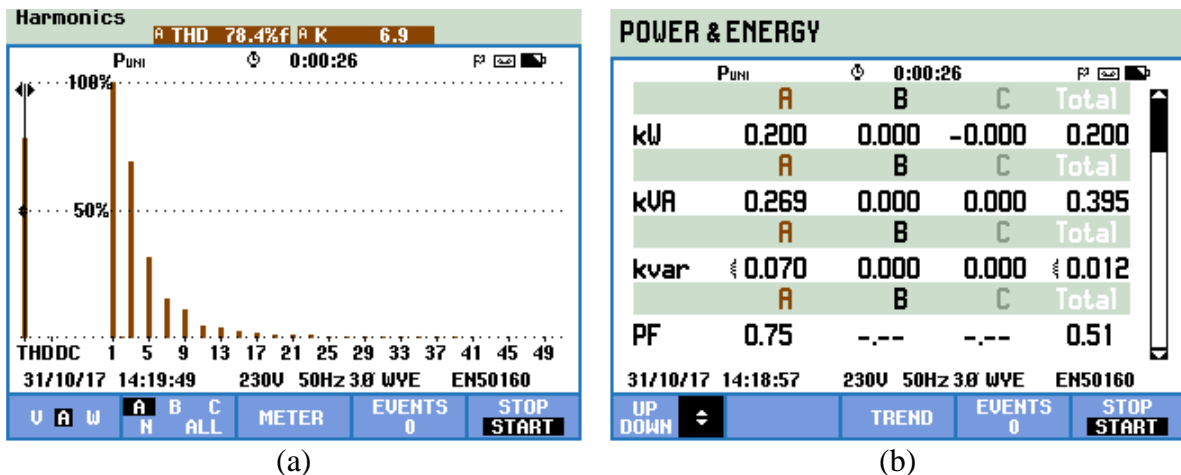


Figura 6.28 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):

- (a) Espectro harmónico da corrente na rede eléctrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento;
- (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.29(a) encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) com valor de 252,33 V, a tensão na rede eléctrica (v_g) e a corrente de compensação sintetizada pelo conversor (i_{conv}) com valor eficaz de 1,61 A para a compensação da corrente absorvida pela carga não-linear. Na Figura 6.29(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada pelo conversor, verificando-se um valor de $\text{THD}_{\%f}$ de 223,1%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta a mesma amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos ímpares significativos até à 13ª ordem.

Na Figura 6.30 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se regulada com 249,07 V, assim como a forma de onda da corrente da rede eléctrica (i_g) encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede eléctrica (v_g). Refira-se ainda que houve uma ligeira redução do valor eficaz da corrente na rede eléctrica para 2,15 A.

Na Figura 6.31(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede eléctrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes na corrente da rede eléctrica foram significativamente mitigados, resultando numa diminuição do $\text{THD}_{\%f}$ para 6,4%. Sendo ainda possível verificar na

Figura 6.31(b) que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,006 kVAr e uma correção do FPT para a unidade.

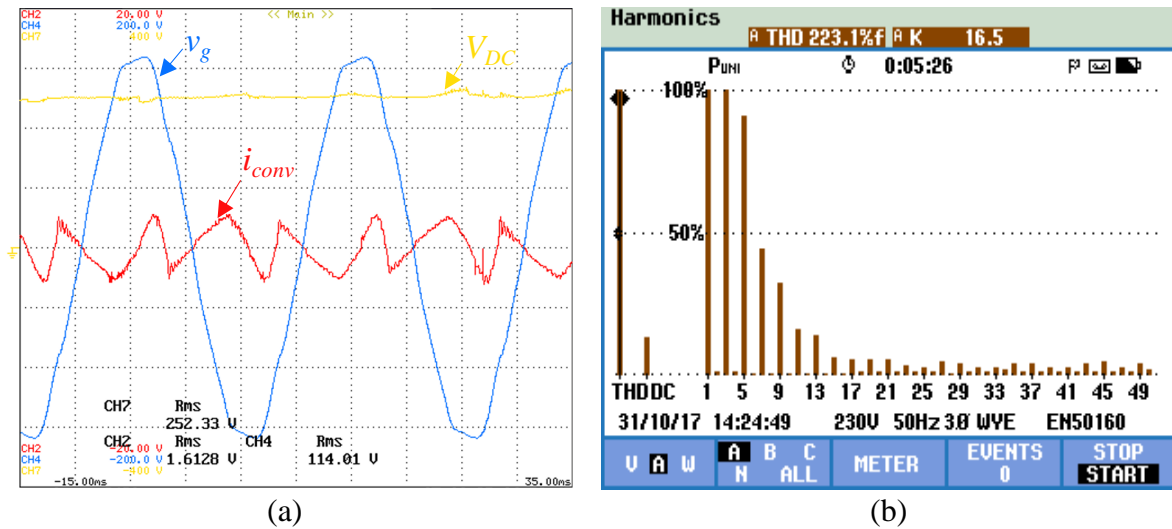


Figura 6.29 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):

- (a) Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC;
- (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.

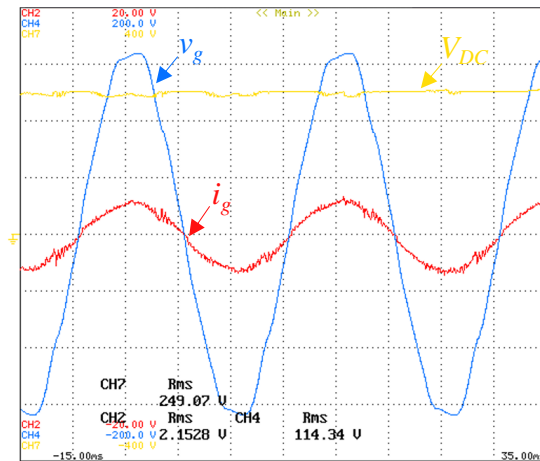


Figura 6.30 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):

- Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC
- posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Em terceiro lugar, o conversor USP foi testado com a conexão de uma carga não linear, nomeadamente, um retificador com carga RL ($R = 35 \, \Omega$ e $L = 100 \, \text{mH}$) em paralelo com a rede elétrica com valor eficaz nominal de 115 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 250 V. Na Figura 6.32 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se com valor de 158,41 V, referente ao valor máximo da tensão da rede elétrica, e a corrente (i_g) possui valor eficaz de 2,79 A, onde se pode verificar a sua forma de onda semelhante a uma onda quadrada, resultante da corrente absorvida pela carga não-linear.

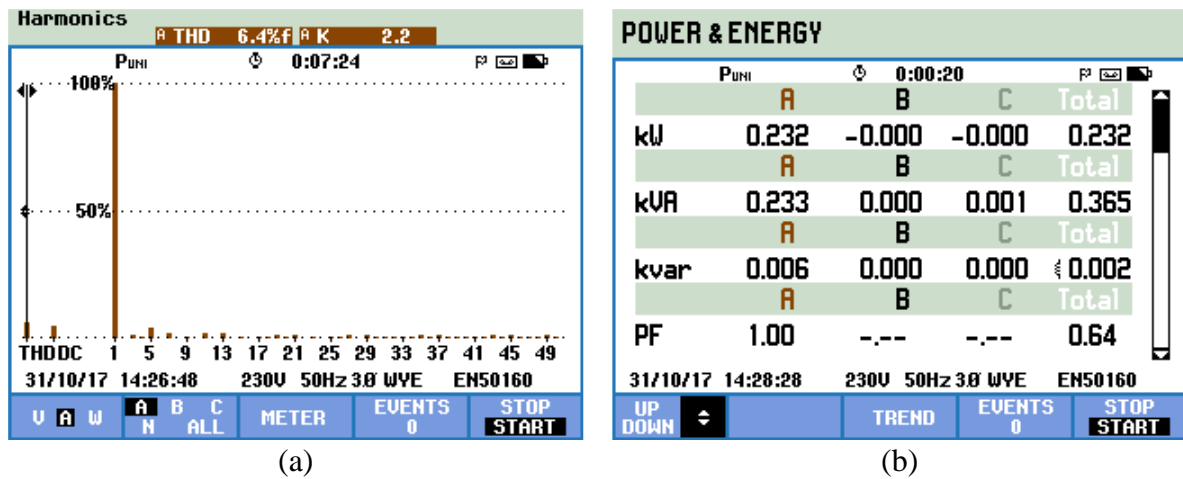


Figura 6.31 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):
 (a) Espectro harmónico da corrente na rede eléctrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

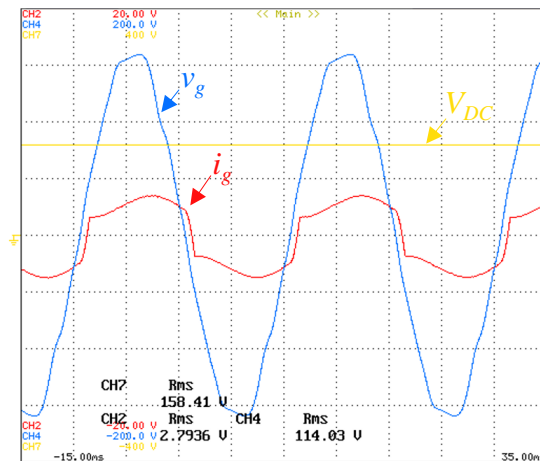


Figura 6.32 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL):
 Tensão e corrente na rede eléctrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.33(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede eléctrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 24,2%. Refira-se que existem harmónicos significativos de 3^a, 5^a e 7^a ordem, sendo possível verificar na Figura 6.33(b) a existência de um FPT resultante de 0,91.

Na Figura 6.34(a) encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) com valor de 247,88 V e a corrente de compensação sintetizada pelo conversor (i_{conv}) com valor eficaz de 1,20 A. Na Figura 6.34(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada pelo conversor, verificando-se um valor de $\text{THD}_{\%f}$ de 74,3%. Refira-se que o harmónico de 3^a ordem apresenta mais de 50% de amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos ímpares significativos até à 17^a ordem.

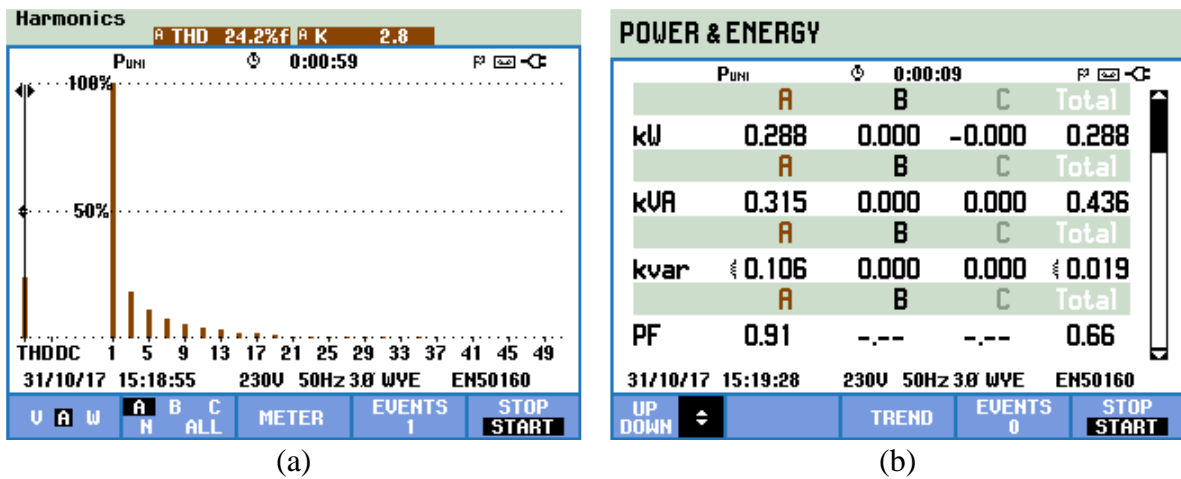


Figura 6.33 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL):
 (a) Espectro harmónico da corrente na rede eléctrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento;
 (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

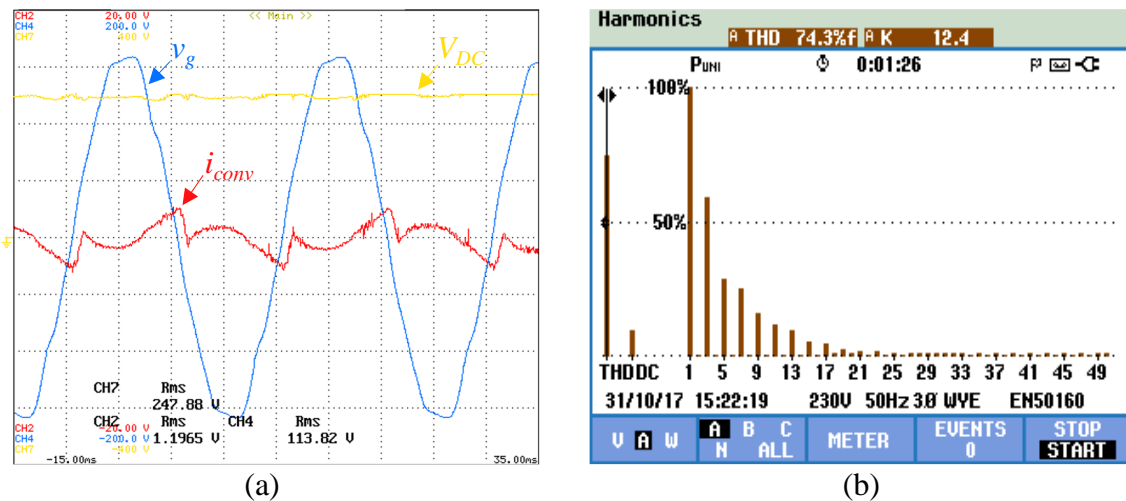


Figura 6.34 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL):
 (a) Tensão na rede eléctrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC;
 (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.

Na Figura 6.35 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) se encontra regulada com 249,53 V, assim como a forma de onda da corrente na rede eléctrica (i_g) encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede eléctrica (v_g). Refira-se ainda que não houve alteração significativa no valor eficaz da corrente na rede eléctrica.

Na Figura 6.36(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede eléctrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos foram significativamente mitigados, resultando numa diminuição do THD_{%f} para 5,6%. Sendo ainda possível verificar na Figura 6.36(b) que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,001 kVar e uma correção do FPT para a unidade.

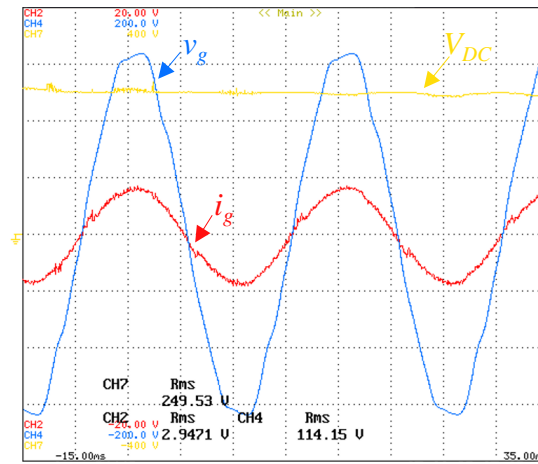


Figura 6.35 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

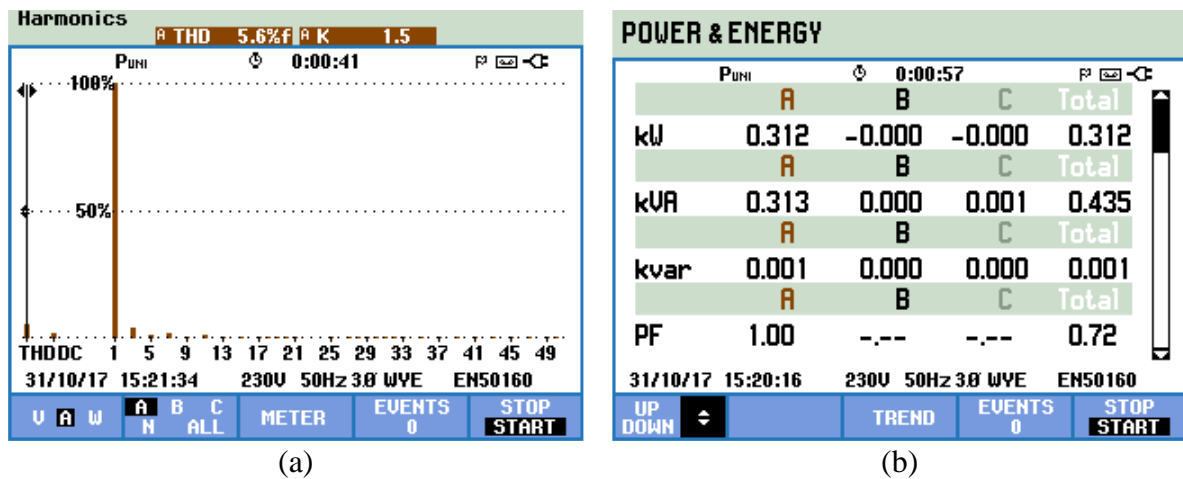


Figura 6.36 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RL): (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Em quarto lugar, o conversor USP foi testado com a conexão de uma carga não linear, nomeadamente, um retificador com carga RC e bobina série ($R = 100 \, \Omega$, $C = 2 \, \text{mF}$ e $L = 6 \, \text{mH}$) em paralelo com a rede elétrica com valor eficaz nominal de 230 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 420 V. Na Figura 6.37 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se com valor de 310,13 V e a corrente na rede elétrica (i_g) possui valor eficaz de 4,68 A, com forma de onda distorcida.

Na Figura 6.38(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 77,8%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem.

Na Figura 6.38(b) verifica-se um valor de potência reativa de 0,274 kVAr e a existência de um FPT de 0,74.

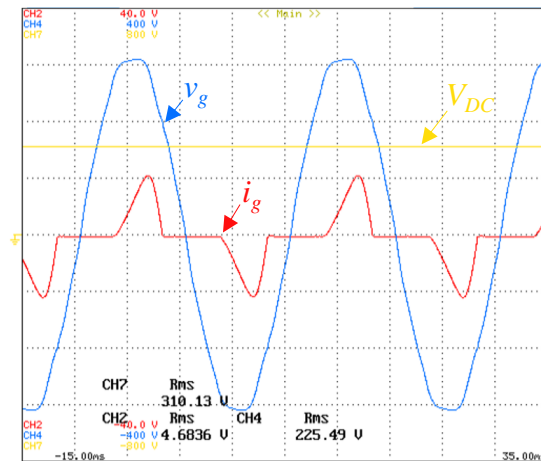


Figura 6.37 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC): Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

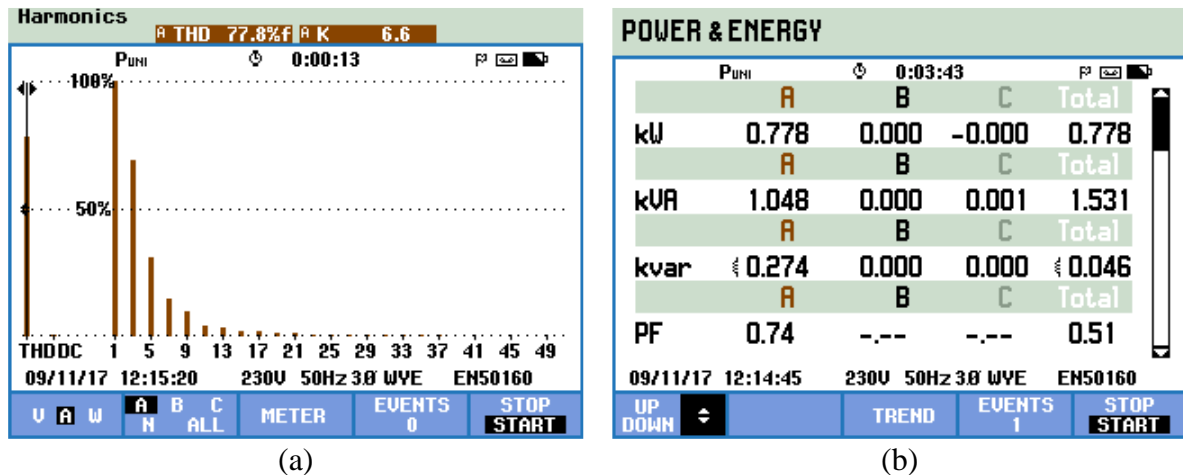


Figura 6.38 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):
 (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento;
 (b) FPT e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.39(a) encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) com valor de 423,71 V e a corrente de compensação sintetizada pelo conversor (i_{conv}) com valor eficaz de 3,40 A. Na Figura 6.39(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada pelo conversor, verificando-se um valor de $THD_{\%f}$ de 212,9%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta a mesma amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos impares significativos até à 13ª ordem.

Na Figura 6.40 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se regulada com 424,32 V, assim como a forma de onda da corrente na rede elétrica (i_g) encontra-se sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica (v_g),

apresentando ligeiras imperfeições relativas à inversão abrupta de sentido da corrente (i_{conv}) sintetizada pelo conversor USP. Refira-se ainda que houve uma ligeira redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica para 4 A.

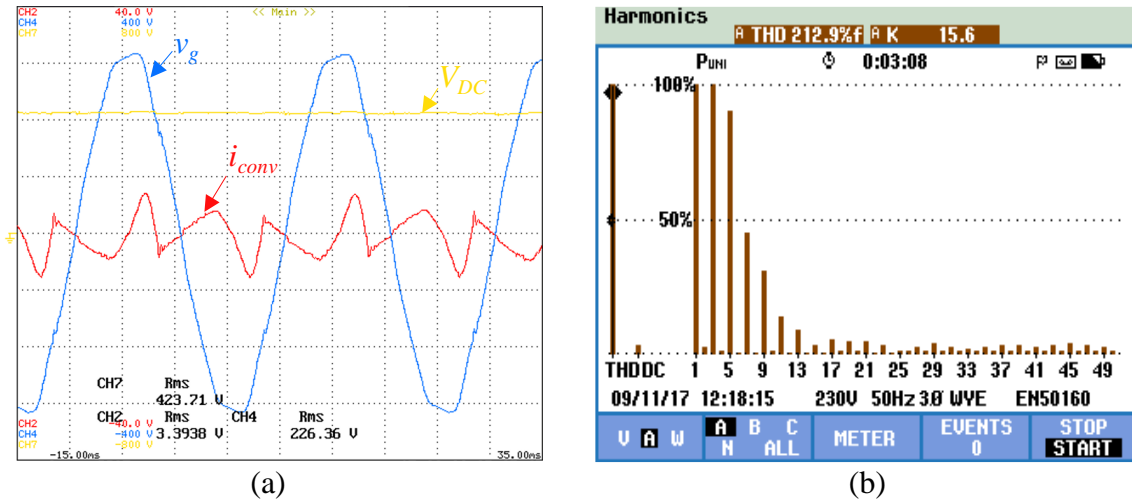


Figura 6.39 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):
 (a) Tensão na rede elétrica, corrente sintetizada pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC;
 (b) Espetro harmónico da corrente sintetizada pelo conversor USP.

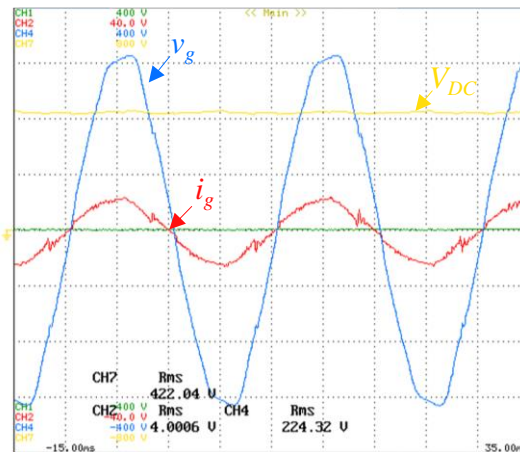


Figura 6.40 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):
 Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC
 posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.41(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes da corrente na rede elétrica foram significativamente mitigados, resultando numa diminuição do $THD_{\%f}$ para 9,2%. Na Figura 6.41(b) verifica-se que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,016 kVar e uma correção do FPT para 0,99%.

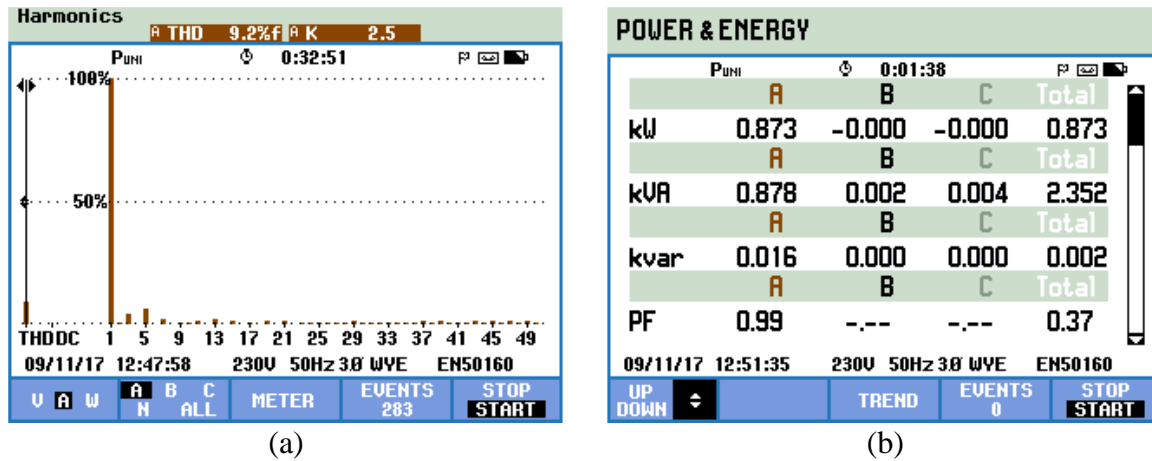


Figura 6.41 Resultados experimentais durante o modo de operação FAP (retificador com carga RC):

(a) Espetro harmónico da corrente na rede eléctrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

6.5 Resultados Experimentais: Carregador de Baterias e Filtro Ativo Paralelo

Neste item são apresentados os resultados experimentais do conversor USP no modo de operação como CB e FAP em simultâneo. Este modo de operação unifica as características do conversor USP presentes nos dois modos de operação descritos nos últimos dois itens. Neste âmbito, o conversor USP opera com tensão constante nos barramentos CC, corrente sinusoidal no lado da rede eléctrica e FP unitário, além disso, com a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento entre o conversor FWR e o conversor BAR, permite diminuir o valor de corrente eficaz e consequentemente as perdas de energia associadas aos semicondutores de potência. O conversor USP foi conectado à rede eléctrica através de um transformador com valor eficaz nominal de 115 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 250 V. Foi conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR uma carga resistiva ($R = 150 \, \Omega$) e conectado em paralelo com o conversor USP e a rede eléctrica, uma carga não-linear RC com indutância série ($R = 78 \, \Omega$, $C = 2 \, \text{mF}$ e $L = 6 \, \text{mH}$). Refira-se ainda, que os resultados experimentais presentes ao longo deste item foram obtidos com o conversor a operar com controlo de corrente preditivo e modulação PWM unipolar.

Na Figura 6.42 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se com valor de 147,81 V, a corrente na resistência de carga conectada ao conversor FWR (I_B) possui valor eficaz de 949,63 mA e a corrente na rede eléctrica (i_g) possui valor eficaz de 4,64 A, com forma de onda destorcida.

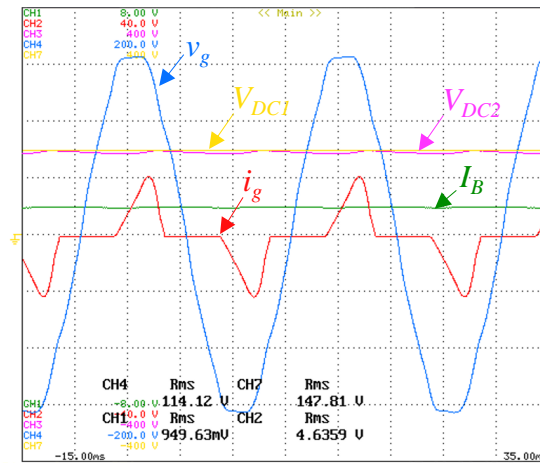


Figura 6.42 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.43(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 75,7%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem, sendo possível verificar na Figura 6.43(b) a existência de um FPT de 0,75.

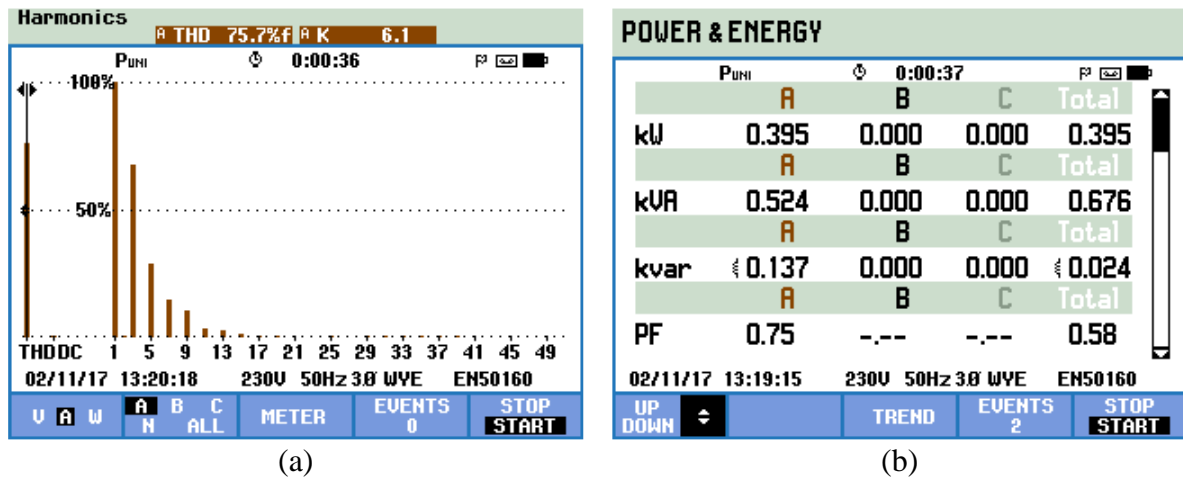


Figura 6.43 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.44(a) encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) do conversor USP com um valor de 255,38 V, a tensão na rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 113,52 V, a corrente de compensação sintetizada (i_{conv}) e injetada na rede elétrica com valor eficaz de 4,14 A, assim como a corrente à saída do conversor BAR (i_{convp}) com valor eficaz de 2,9 A. Desta forma é possível validar a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica durante o funcionamento do conversor USP no modo de operação CB e FAP em simultâneo, sendo possível diminuir o valor eficaz da corrente que circula nos semicondutores de potência. É possível verificar que a corrente à saída do

conversor BAR possui um valor máximo igual à corrente na rede elétrica, porém, devido ao facto de possuir uma componente pulsada proveniente da existência do conversor FWR, faz com que exista uma diminuição do seu valor eficaz. Na Figura 6.44(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada e injetada na rede elétrica, verificando-se um $\text{THD}_{\%f}$ de 45,2%, com a existência de harmónicos significativos de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem.

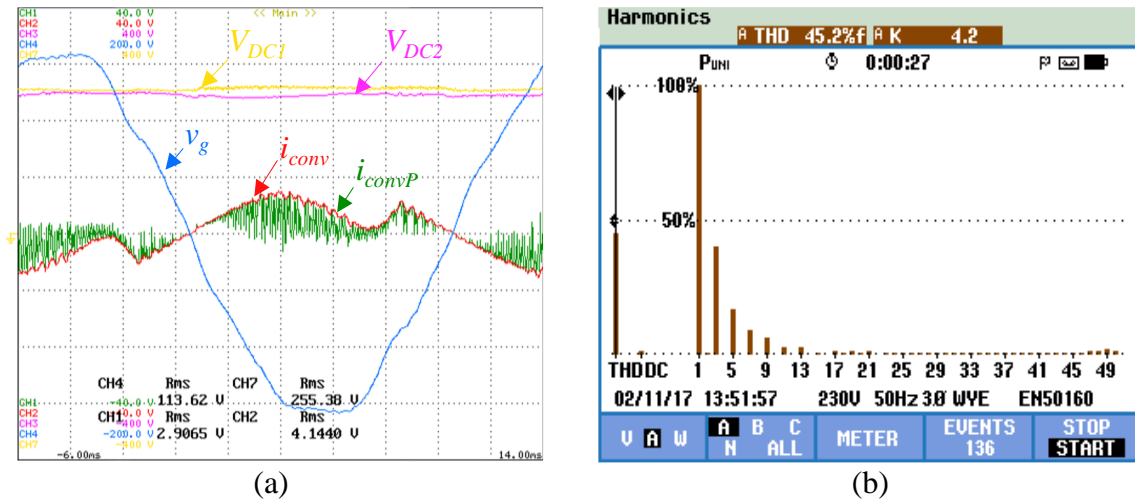


Figura 6.44 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Tensão na rede elétrica, correntes sintetizadas pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada e injetada pelo conversor USP.

Na Figura 6.45 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. Na parte superior da figura encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com um valor eficaz de 112,10 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 5,88 A, possuindo forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na parte inferior da figura, encontra-se apresentada a tensão nos barramentos CC (V_{DC}) com valor eficaz de 254,51 V e a corrente na resistência de carga (I_B) com valor eficaz de 1,57 A.

Na Figura 6.46(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes na corrente da rede elétrica foram significativamente mitigados, resultando numa diminuição do $\text{THD}_{\%f}$ para 2,4%. Na Figura 6.46(b) verifica-se que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,025 kVAr e uma correção do FPT para a unidade.

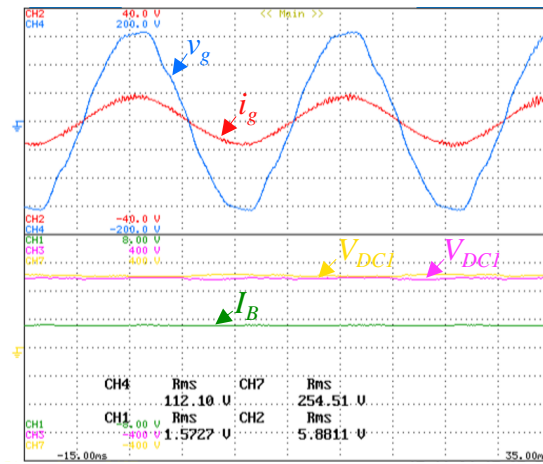


Figura 6.45 Resultados experimentais durante o modo de operação CB + FAP: Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

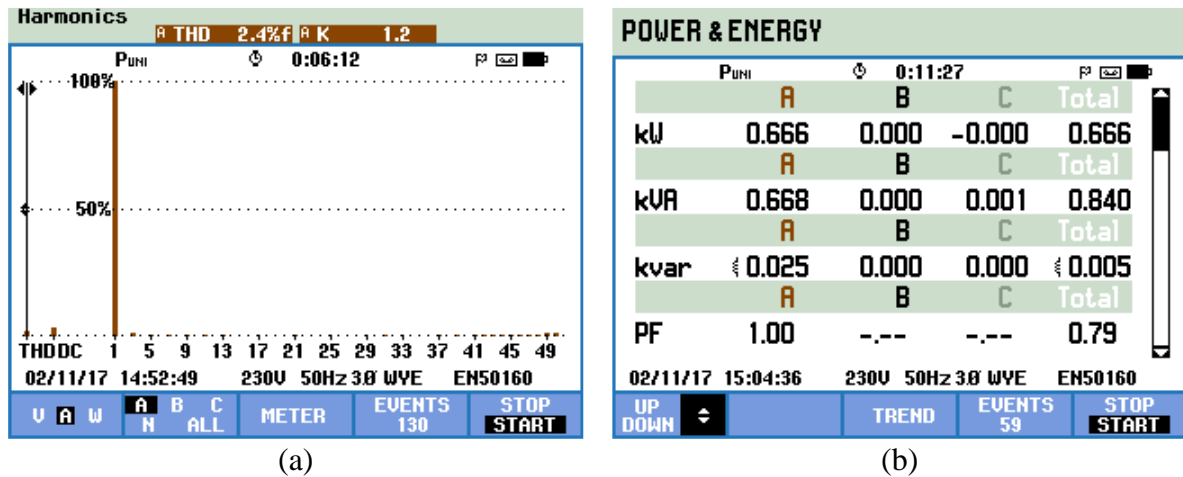


Figura 6.46 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Em segundo lugar, o conversor USP foi conectado à rede elétrica com valor eficaz nominal de 230 V e um valor nominal de tensão para os barramentos CC de 420 V. Foi conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR uma carga resistiva ($R = 200 \, \Omega$) e conectado em paralelo com o conversor USP e a rede elétrica, uma carga não-linear RC com indutância série ($R = 150 \, \Omega$, $C = 2 \, \text{mF}$ e $L = 6 \, \text{mH}$). Na Figura 6.47 encontram-se apresentados os resultados experimentais previamente ao funcionamento do conversor USP. É possível verificar que a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) encontra-se com valor de 293,30 V, a corrente na resistência de carga conectada ao conversor FWR (I_B) possui valor de 1,38 A e a corrente na rede elétrica (i_g) possui valor eficaz de 5,79 A, com forma de onda destorcida.

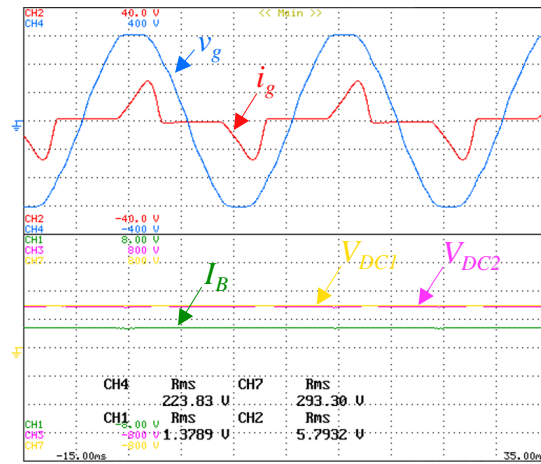


Figura 6.47 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: Tensão e corrente na rede elétrica e tensão nos barramentos CC previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.48(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se um $THD\%_f$ de 85,2%. Refira-se que o harmónico de 3ª ordem apresenta mais de 50% da amplitude do harmónico fundamental, bem como existem harmónicos significativos de 5ª, 7ª e 9ª ordem, sendo possível verificar na Figura 6.48(b) a existência de um FPT de 0,73.

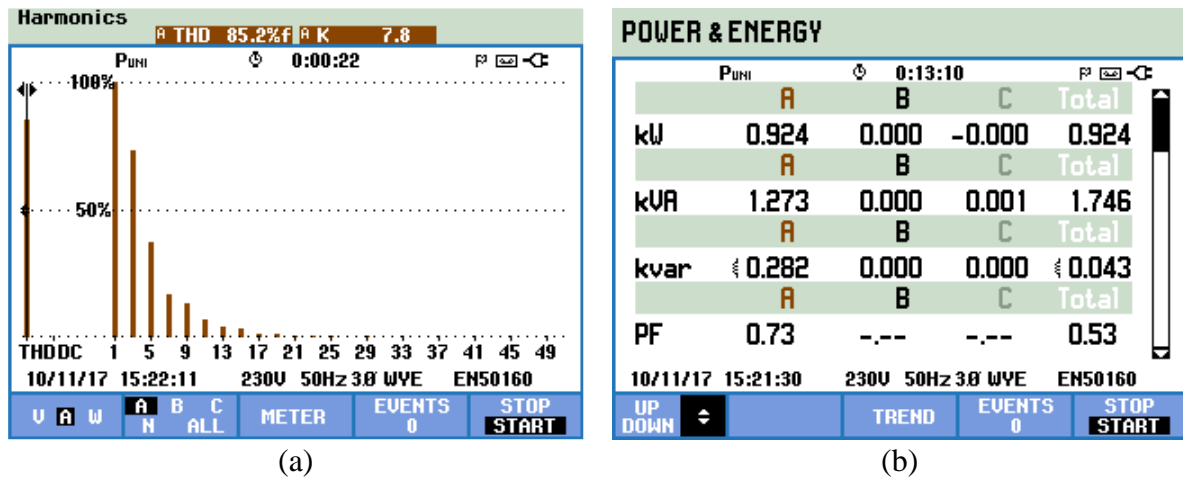


Figura 6.48 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica previamente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) Fator de potência e potências no sistema monofásico previamente ao conversor USP entrar em funcionamento.

Na Figura 6.49(a) encontra-se apresentada a tensão dos barramentos CC (V_{DC}) do conversor USP com valor de 423,97 V, a tensão na rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 221,37 V, a corrente de compensação sintetizada (i_{conv}) e injetada na rede elétrica com valor eficaz de 4,5 A, assim como a corrente à saída do conversor BAR (i_{convP}) com valor eficaz de 3 A. Desta forma, é possível validar a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica durante o funcionamento do conversor USP no modo de operação CB e FAP

em simultâneo, sendo possível diminuir o valor eficaz da corrente que circula nos IGBTs do conversor BAR. É possível verificar, que a corrente à saída do conversor BAR possui um valor máximo igual à corrente na rede elétrica, porém, devido ao facto de possuir uma componente pulsada proveniente da existência do conversor FWR, faz com que exista uma diminuição do seu valor eficaz. Na Figura 6.49(b) é apresentado o espectro harmónico da corrente de compensação sintetizada e injetada na rede elétrica, verificando-se um $THD_{\%f}$ de 60,8%, com a existência de harmónicos significativos de 3^a, 5^a, 7^a e 9^a ordem.

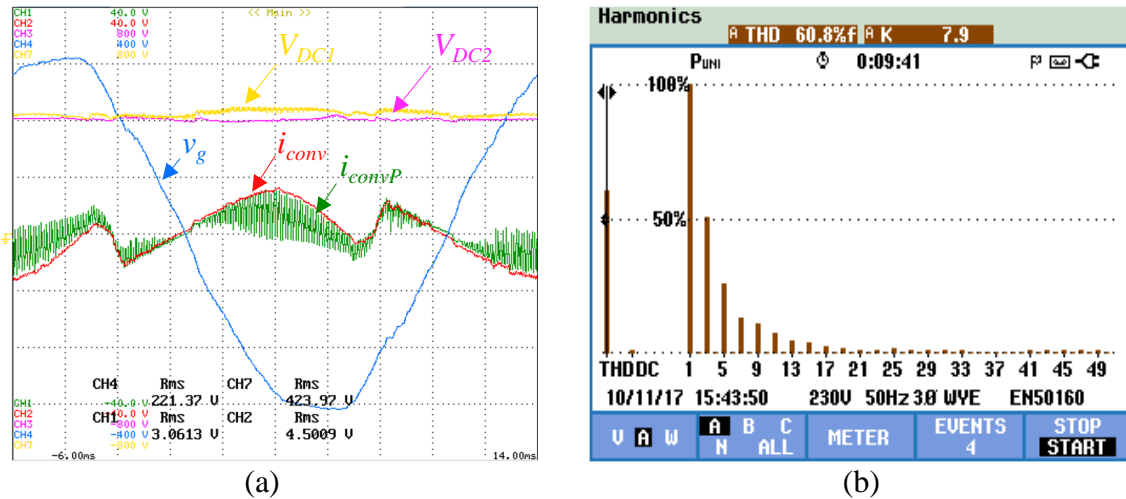


Figura 6.49 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Tensão na rede elétrica, correntes sintetizadas pelo conversor USP e tensão nos barramentos CC; (b) Espectro harmónico da corrente sintetizada e injetada pelo conversor USP.

Na Figura 6.50 encontram-se apresentados os resultados experimentais posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento. Na parte superior da figura, encontra-se apresentada a tensão da rede elétrica (v_g) com valor eficaz de 221,92 V e a corrente na rede elétrica (i_g) com valor eficaz de 6,16 A, possuindo uma forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Na parte inferior da figura, encontra-se apresentada a tensão nos barramentos CC (V_{DC}) com valor de 424,09 V e a corrente na resistência de carga (I_B) com valor de 1,92 A.

Na Figura 6.51(a) é apresentado o espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento, verificando-se que os harmónicos existentes na corrente da rede elétrica foram significativamente mitigados, resultando numa diminuição do $THD_{\%f}$ para 5,2%. Sendo ainda possível verificar, na Figura 6.51(b), que existiu uma diminuição do valor de potência reativa para 0,010 kVAr e uma correção do FPT para a unidade.

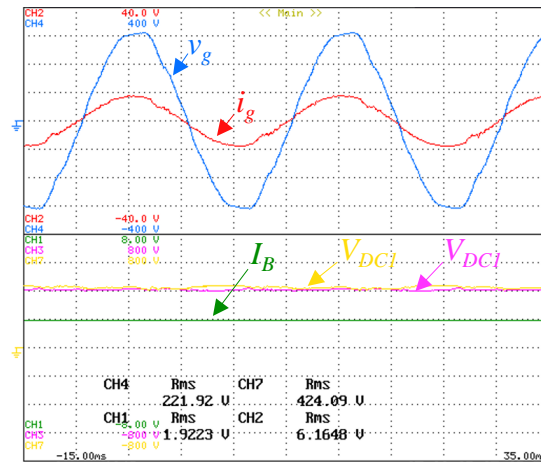


Figura 6.50 Resultados experimentais durante o modo de operação CB + FAP: Tensão e corrente na rede elétrica, tensão nos barramentos CC e corrente na resistência de carga posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

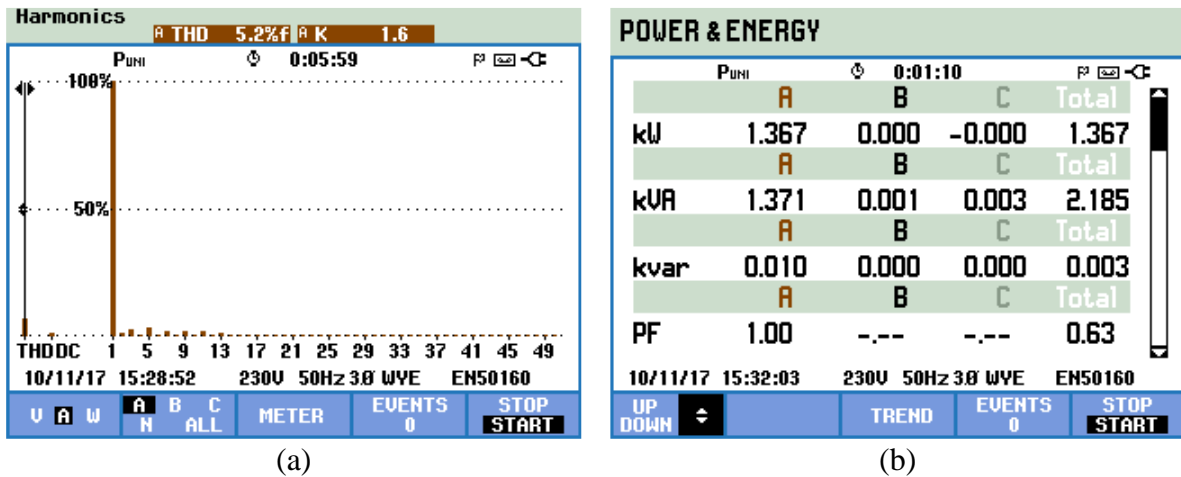


Figura 6.51 Resultados experimentais durante o modo de operação CB+FAP: (a) Espectro harmónico da corrente na rede elétrica posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento; (b) FPT e potências no sistema monofásico posteriormente ao conversor USP entrar em funcionamento.

6.6 Resultados Experimentais: Rendimento do Conversor USP

Neste item serão apresentados os resultados experimentais efetuados de forma a aferir o rendimento do conversor USP nos diferentes modos de operação (CB, FAP e CB+FAP) para tensões da rede elétrica de 115 V e 230 V. De forma a se conseguir uma boa aproximação do rendimento do conversor USP foram utilizados wattímetros iguais para medir as potências à entrada (montante) e à saída (jusante) do conversor USP em simultâneo. É importante referir que foi utilizada a estratégia convencional do quociente entre as potências ativas P_{out} e P_{in} , no entanto poderiam ser adotadas outras abordagens para aferir o rendimento do conversor USP nos diferentes modos de operação.

Na Figura 6.52 encontra-se apresentado o esquema elétrico da ligação dos wattímetros ao sistema monofásico para o modo de operação CB. Refira-se que estes testes foram efetuados nas condições de funcionamento referentes aos testes apresentados no item 6.3.

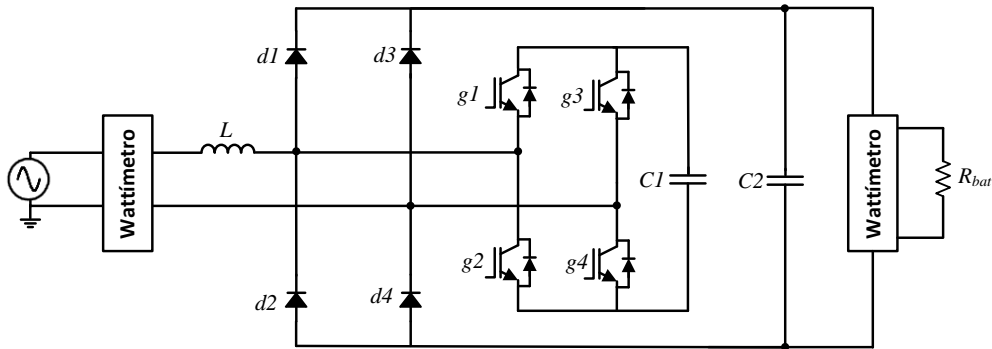
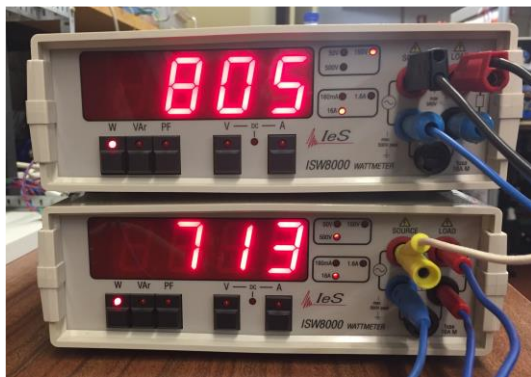


Figura 6.52 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação CB.

Na Figura 6.53 encontram-se apresentados os valores de potência ativa registados nos wattímetros, com a referência *ISW8000*, conectados a montante e a jusante do conversor USP. É possível verificar na Figura 6.53(a) os valores de potência ativa a montante do conversor USP ($P_{in} = 805 \text{ W}$) e a jusante do conversor USP ($P_{out} = 713 \text{ W}$), para uma tensão da rede elétrica de 115 V RMS. Através do quociente entre P_{out} e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 89%. Na Figura 6.53(b) é possível verificar os valores de potência ativa a montante do conversor USP ($P_{in} = 931 \text{ W}$) e a jusante do conversor USP ($P_{out} = 859 \text{ W}$), para uma tensão da rede elétrica de 230 V RMS. Através do quociente entre P_{out} e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 92%.



(a)



(b)

Figura 6.53 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB:

- (a) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 115 V;
- (b) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 230 V.

Na Figura 6.54 encontra-se apresentado o esquema elétrico da ligação dos wattímetros ao sistema monofásico para o modo de operação como FAP. Refira-se que estes testes foram efetuados nas condições de funcionamento referentes aos testes apresentados no item 6.4, relativos à compensação de uma carga não linear constituída por retificador com carga RC.

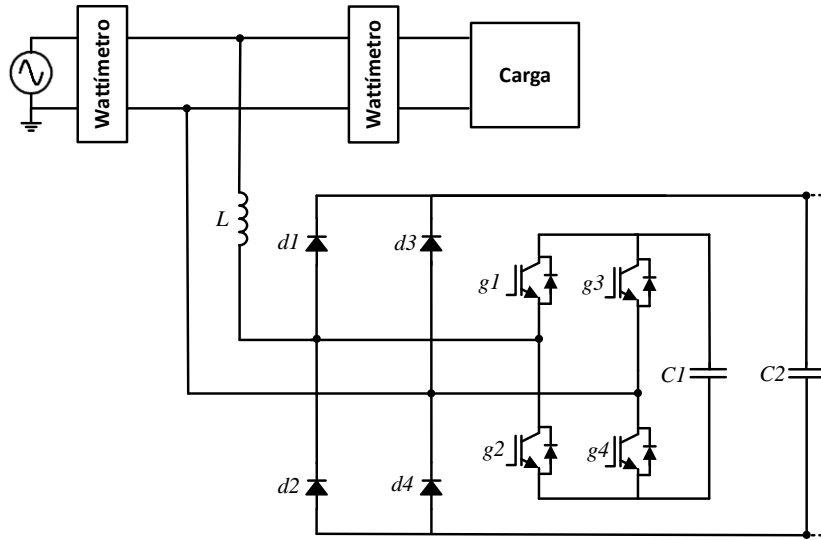
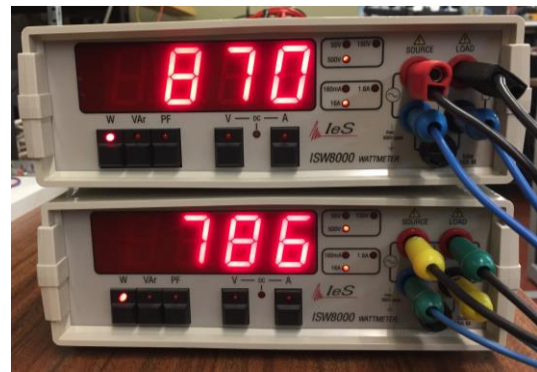


Figura 6.54 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação FAP.

Na Figura 6.55(a) é possível verificar os valores de potência ativa a montante do conversor USP ($P_{in} = 235$ W) e a jusante do conversor USP ($P_{out} = 202$ W), para uma tensão da rede elétrica de 115 V RMS. Através do quociente entre P_{out} e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 86%. Na Figura 6.55(b) é possível verificar os valores de potência ativa a montante do conversor USP ($P_{in} = 870$ W) e a jusante do conversor USP ($P_{out} = 786$ W), para uma tensão da rede elétrica de 230 V RMS. Através do quociente entre P_{out} e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 90%.



(a)



(b)

Figura 6.55 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação FAP:

- (a) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 115 V;
- (b) Potência ativa a montante e jusante para uma tensão da rede elétrica de 230 V.

Na Figura 6.56 encontra-se apresentado o esquema elétrico da ligação dos wattímetros ao sistema monofásico para o modo de operação CB+FAP. Refira-se que estes testes foram efetuados nas condições de funcionamento referentes aos testes apresentados no item 6.5, relativos à compensação de uma carga não linear constituída por retificador com carga RC, no que diz respeito à carga conectada à rede elétrica.

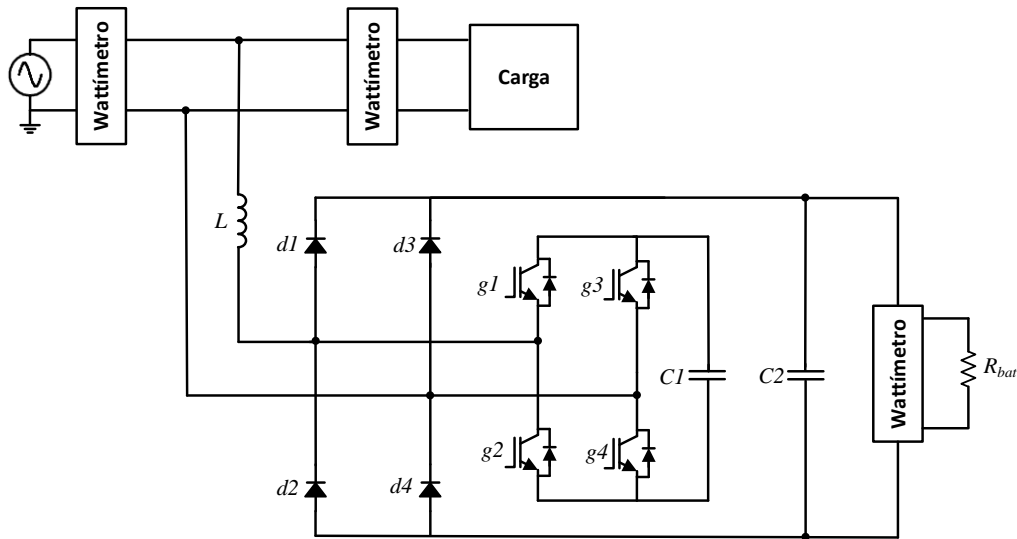


Figura 6.56 Esquema elétrico de ligação dos wattímetros para o modo de operação CB+FAP.

Para efetuar os testes de forma mais rigorosa possível, neste modo de operação, era conveniente proceder-se à medição da potência ativa recorrendo a três wattímetros iguais em simultâneo, porém devido à limitação de material disponível no laboratório, contornou-se a situação com a utilização do wattímetro referido anteriormente para medição da potência ativa a jusante do conversor USP (conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR) e a utilização do wattímetro *ZIMMER LMG95* conectado com um circuito auxiliar desenvolvido no GEPE, de forma a possibilitar a medição da potência ativa a montante e a jusante do conversor USP. Desta forma, com o circuito auxiliar referido anteriormente, foi possível a execução dos testes experimentais sem a interrupção do modo de operação do conversor USP.

Na Figura 6.57 é possível verificar o valor da potência ativa a jusante do conversor USP registada pelo wattímetro conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR ($P_{out2} = 372,8 \text{ W}$). Na Figura 6.58(a) e Figura 6.58(b) é possível verificar o valor da potência ativa a jusante ($P_{out1} = 245,57 \text{ W}$) e a montante ($P_{in} = 673,5 \text{ W}$) do conversor USP respetivamente. Assim, através do quociente entre $(P_{out1} + P_{out2})$ e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 92%, para uma tensão da rede elétrica de 115 V RMS.

Na Figura 6.59 é possível verificar o valor da potência ativa a jusante do conversor USP registada pelo wattímetro conectado aos terminais do barramento CC do conversor FWR ($P_{out2} = 754 \text{ W}$). Na Figura 6.60(a) e Figura 6.60(b) é possível verificar o valor da potência ativa a jusante ($P_{out1} = 517,48 \text{ W}$) e a montante ($P_{in} = 1330,48 \text{ W}$) do conversor USP respetivamente. Assim, através do quociente entre $(P_{out1} + P_{out2})$ e P_{in} foi aferido um rendimento de aproximadamente 96%, para uma tensão da rede elétrica de 230 V RMS.



Figura 6.57 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP:
Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V.

I	U	0.50 s	Sync I	Active	Disp
←	→	←	→	←	→
Norm	Local	many			
Itrms	2.9825 A				
Utrms	111.929 V				
P	0.24557 kW				
S	0.32488 kVA				
Q	0.21270 kvar				
PF	0.75587				
f	49.9601 Hz				
Z	38.5628 Ω				

(a)

I	U	0.50 s	Sync I	Active	Disp
←	→	←	→	←	→
Norm	Local	many			
Itrms	5.9957 A				
Utrms	112.819 V				
P	0.67354 kW				
S	0.67643 kVA				
Q	0.06239 kvar				
PF	0.99574				
f	49.9726 Hz				
Z	18.8166 Ω				

(b)

Figura 6.58 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP:
(a) Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V;
(b) Potência ativa a montante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 115 V.

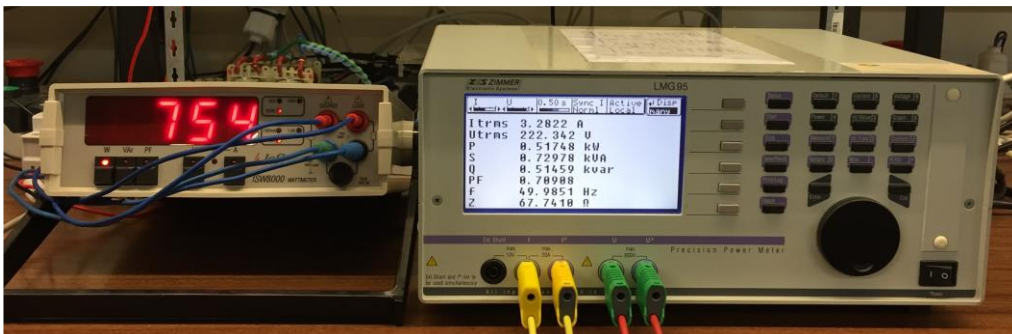


Figura 6.59 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP:
Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V.

I	U	0.50 s	Sync I	Active	Disp
←	→	←	→	←	→
Norm	Local	many			
Itrms	3.2822 A				
Utrms	222.342 V				
P	0.51748 kW				
S	0.72978 kVA				
Q	0.51459 kvar				
PF	0.70988				
f	49.9851 Hz				
Z	67.7418 Ω				

(a)

I	U	0.50 s	Sync I	Active	Disp
←	→	←	→	←	→
Norm	Local	many			
Itrms	6.0418 A				
Utrms	222.674 V				
P	1.33048 kW				
S	1.34518 kVA				
Q	0.19830 kvar				
PF	0.98987				
f	49.9982 Hz				
Z	36.8603 Ω				

(b)

Figura 6.60 Resultados experimentais do rendimento do conversor USP no modo de operação CB+FAP:
(a) Potência ativa a jusante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V;
(b) Potência ativa a montante do conversor USP para uma tensão da rede elétrica de 230 V.

6.7 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do conversor USP. Inicialmente foram expostos e analisados os testes preliminares mais relevantes de validação de hardware e software em malha aberta e em malha fechada. Deste modo, foram efetuadas validações experimentais a alguns dos estágios de controlo do conversor USP, nomeadamente, o algoritmo da PLL e a teoria de potência FBD, foram efetuadas validações experimentais do sistema em malha aberta, nomeadamente, sem e com conexão à rede elétrica utilizando controlo de corrente por PS, PI e preditivo, foram validadas as técnicas de modulação PWM bipolar e unipolar, assim como foram efetuadas validações experimentais do sistema em malha fechada com conexão à rede elétrica e controlo dos barramentos CC do conversor USP. Posteriormente, com a finalidade de avaliar o desempenho de todo o sistema, foram apresentados, separadamente, os resultados experimentais dos três diferentes modos de operação do conversor USP (CB, FAP e CB+FAP). Com os resultados experimentais obtidos foi possível validar que o conversor USP permite o correto funcionamento nos três modos de operação com fator de potência e corrente controlada no lado da rede elétrica, e regular as tensões dos barramentos CC num nível de tensão determinado, assim como aferir uma boa aproximação do rendimento do conversor USP. É importante referir que o conversor proposto foi validado experimentalmente ligado à rede elétrica com tensão nominal 230 V – 50 Hz e para diferentes valores de potência de operação.

Em relação ao modo de operação como CB, de entre os resultados experimentais apresentados, destaca-se a validação experimental à principal característica da topologia do conversor USP, verificando-se a divisão de correntes a jusante da bobina de acoplamento à rede elétrica e consequente diminuição do valor eficaz da corrente que atravessa os semicondutores de potência, com o objetivo de aumentar a eficiência do conversor USP. É importante referir que para efeitos de validação experimental do protótipo do conversor USP foi utilizada uma carga resistiva, contudo, visando uma futura aplicação, também pode ser utilizado um banco de baterias.

Em relação ao modo de operação como FAP, foram apresentados resultados experimentais do conversor USP a compensar cargas lineares e não-lineares. Inicialmente, foi verificado o seu desempenho a compensar uma carga do tipo RL, muito comum nos sistemas elétricos, de forma a comprovar que existiu uma redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica e uma compensação do FP para valores muito próximos da unidade. Posteriormente, foi verificado o seu desempenho a compensar cargas não-lineares, nomeadamente,

retificadores a díodos com carga RC e RL, sendo possível comprovar que existiu uma redução acentuada dos valores de $THD_{\%f}$ da corrente na rede elétrica, assim como uma compensação do FPT para a unidade.

Em relação aos resultados experimentais do conversor USP a operar como CB e FAP em simultâneo, foi conectada à rede elétrica uma carga não-linear constituída por retificador com carga RC, comumente presente nos equipamentos eletrónicos, e uma carga resistiva aos terminais do barramento CC do conversor FWR. Como era expectável, após os resultados obtidos com sucesso nos modos de funcionamento isolados, também foram obtidos resultados semelhantes neste modo de operação que partilha as características dos dois modos anteriormente mencionados.

Por fim, em relação aos resultados experimentais efetuados de forma a aferir o rendimento do conversor USP, nos diferentes modos de operação (CB, FAP e CB+FAP), foi possível aferir valores de rendimento superiores para os modos de operação como CB e (CB+FAP) relativamente ao modo de operação com FAP, uma vez que neste modo de operação, a topologia do conversor USP fica reduzida apenas ao conversor BAR. Desta forma, foi possível consolidar a unificação e possível otimização do conversor USP de acordo com o âmbito desta dissertação. Refira-se ainda, que os valores de rendimento aferidos para uma tensão da rede elétrica de 230 V nos três modos de operação foram superiores aos resultados equivalentes para uma tensão da rede elétrica de 115 V com expectável, uma vez que a potência envolvida apresenta valores mais próximos dos valores de potência nominal do conversor USP.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões Gerais

Na presente dissertação de mestrado foi apresentado e desenvolvido o protótipo de uma nova topologia de conversor unificado com características de FAP do tipo monofásico. Ao longo deste documento encontra-se apresentado todo o trabalho desenvolvido que permitiu alcançar os objetivos propostos. Inicialmente foi apresentada uma introdução ao tema da energia e mobilidade elétrica, onde conta com estudos e estatísticas relacionadas com o novo paradigma existente nas respetivas áreas. Foi apresentado o conceito de QEE, incluindo os seus principais problemas a mitigar nos sistemas elétricos no âmbito da presente dissertação, nomeadamente, os harmónicos de corrente e o FP.

De forma a mitigar os problemas de QEE anteriormente mencionados, foi apresentada uma revisão relativa ao estado-da-arte de conversores CA-CC PFC. Inicialmente foi analisado o conversor CA-CC em ponte completa a díodos, sendo posteriormente analisados os conversores CA-CC unidirecionais PFC e os conversores CA-CC bidirecionais PFC. Em relação aos conversores CA-CC unidirecionais PFC foram analisados o conversor *boost* e o conversor *buck* que são amplamente utilizados em conversores PFC e em carregadores de baterias, respetivamente, assim como os conversores *buck-boost* e multinível. Relativamente aos conversores CA-CC bidirecionais PFC, foram analisados os conversores *half-bridge*, *boost/full-bridge*, *buck*, *buck-boost* e multinível. De forma comparativa, o conversor *full-bridge* apresenta menos um condensador e mais dois semicondutores, requerendo um maior numero de circuitos de *driver*. Desta forma, parece *a priori* que é uma opção mais dispendiosa, no entanto é importante referir que embora o conversor *half-bridge* possua menos IGBTs que o conversor *full-bridge*, requer mais um sensor de tensão (para o barramento CC) e respetivo circuito de condicionamento de sinal, a tensão do barramento CC é o dobro da tensão do barramento CC do conversor *full-bridge* para a mesma potência de funcionamento, e consequentemente, a tensão máxima aplicada a cada IGBT é também o dobro, assim como o *ripple* da corrente de entrada.

De forma a controlar os respetivos conversores foi apresentada uma revisão relativa ao estado-da-arte de estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência

CA-CC. Deste modo, foram apresentadas teorias de potência no domínio do tempo, nomeadamente, a teoria FBD, cuja carga é substituída por uma condutância em paralelo com uma fonte de corrente, a teoria $p-q$ adaptada para sistemas monofásicos e uma técnica que utiliza a variação da tensão no barramento CC do conversor. Como as teorias de controlo no domínio do tempo apresentam uma resposta rápida a variações na corrente medida, mas o desempenho pode ser afetado em situações de ressonância no sistema elétrico, foi também analisada uma teoria de controlo de potência no domínio da frequência, que recorre à transformada de Fourier, tendo como principal desvantagem o facto de o processamento requerido pelo controlador ser bastante superior aos métodos no domínio do tempo. Posteriormente, foram apresentadas técnicas de controlo de corrente não-lineares como o comparador por histerese e o *periodic sampling* que possuem frequência variável e rápida resposta, porém produzem correntes com elevados valores de *ripple* à saída. Foram também apresentadas técnicas de controlo de corrente linear como o controlo PI, *feedforward* e preditivo, que possuem frequência fixa e possuem um desempenho bastante superior em termos de distorção harmónica da corrente produzida. Por fim, foram apresentadas técnicas de modulação SPWM, nomeadamente, a técnica de modulação SPWM bipolar e unipolar, permitindo a última, obter mais um nível de tensão e a frequência do sinal de saída adquirir um valor duas vezes superior à frequência de comutação.

Posteriormente foi analisado o modelo de simulação desenvolvido, nomeadamente, o sistema de potência e o sistema de controlo digital. Foram apresentados os resultados de simulação dos três diferentes modos de operação (CB, FAP e CB+FAP), comprovando-se que o conversor USP permite o funcionamento com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular a tensão dos barramentos CC nos três modos de operação. Em relação ao modo de operação como CB podem ser destacados, de entre os resultados obtidos, a diminuição do valor da corrente eficaz que atravessa os semicondutores de potência, com o objetivo de aumentar a eficiência do conversor USP. Relativamente ao modo de operação como FAP, foi simulada a sua operação em regime transitório e em regime permanente perante cargas lineares e não-lineares, nomeadamente, uma carga linear do tipo RL e duas cargas não-lineares constituídas por retificadores a díodos com filtro capacitivo e indutivo. Com estas simulações foi possível comprovar, de uma forma genérica, que existiu uma redução dos valores eficazes e uma redução acentuada dos valores de $THD_{\%f}$ da corrente na rede elétrica, assim como uma correção do FP para a unidade. Foi também simulado o funcionamento do conversor perante alterações de cargas no sistema elétrico, onde foi possível verificar a importância da aplicação de proteções por

software no sistema de controlo. Por fim, foi simulado o modo de operação como CB e FAP em simultâneo, como era expectável, após os resultados obtidos com sucesso nos modos de operação isolados, também foram obtidos resultados semelhantes neste modo de operação.

Relativamente à implementação prática do sistema de controlo do conversor CA-CC foi efetuada uma análise dos vários componentes que o constituem, nomeadamente, aos sensores (tensão e corrente), assim como às placas (comando, DAC e condicionamento de sinal, onde está incluindo o ADC e a deteção de erros) utilizadas e previamente desenvolvidas no GEPE. Foi ainda abordada a plataforma digital de controlo, constituída pelo DSP e pelo processo estrutural dos algoritmos implementados. Relativamente ao sistema de potência foi efetuada uma análise ao critério de escolha dos vários componentes eletrónicos em função das características necessárias ao correto funcionamento em segurança do conversor USP, foi efetuada uma análise ao esquemático, *layout* e à própria PCB dimensionada e projetada no âmbito da presente dissertação, que integra o conversor USP, e ainda, efetuada uma análise das placas dos circuitos de *driver* dos IGBTs, assim como do circuito de pré-carga dos condensadores dos barramentos CC e da bobina de acoplamento à rede elétrica.

É importante referir que em relação aos resultados experimentais do conversor USP desenvolvido, foram efetuados de uma forma gradual até serem atingidos valores de potência consideráveis. Foram expostos vários testes preliminares de validação de hardware e software em malha aberta e em malha fechada de tensão considerados relevantes, sendo posteriormente, apresentados os resultados experimentais dos três diferentes modos de operação do conversor USP. Foi possível validar que o conversor USP permitiu o funcionamento nos três modos de operação com corrente sinusoidal no lado da rede elétrica, obter um valor de FP unitário e regular os barramentos CC num nível de tensão determinado. Em relação ao modo de operação como CB, de entre os resultados experimentais apresentados, destaca-se a validação experimental à principal característica da topologia do conversor USP, verificando-se a diminuição do valor eficaz da corrente que atravessa os semicondutores de potência, com o objetivo de aumentar a eficiência do conversor USP. Em relação ao modo de funcionamento como FAP, foram apresentados resultados experimentais do conversor USP a compensar cargas lineares e não-lineares. Primeiramente, foi verificado o seu desempenho a compensar uma carga do tipo RL, verificando-se que existiu uma redução do valor eficaz da corrente na rede elétrica e uma compensação do FP para valores muito próximos da unidade. Posteriormente, foi verificado

o seu desempenho a compensar cargas não-lineares, nomeadamente, retificadores a díodos com filtro capacitivo e indutivo, sendo possível comprovar que existiu uma redução acentuada dos valores de $THD_{\%f}$ da corrente na rede elétrica, assim como uma compensação do FP para a unidade. Em relação aos resultados experimentais do conversor USP a operar como CB e FAP em simultâneo, após os resultados obtidos com sucesso nos modos de funcionamento isolados, também foram obtidos resultados semelhantes neste modo de operação que partilha as características dos dois modos anteriormente mencionados. Por fim, em relação aos resultados experimentais efetuados de forma a aferir o rendimento do conversor USP nos diferentes modos de operação (CB, FAP e CB+FAP), foi possível aferir valores de rendimento superiores para os modos de operação como CB e (CB+FAP) relativamente ao modo de operação com FAP. Desta forma, foi possível consolidar a unificação e possível otimização do conversor USP de acordo com o âmbito desta dissertação.

Resumidamente, pode-se destacar que com a realização desta dissertação foi efetuado um vasto trabalho a nível de revisão bibliográfica, a nível de modelos de simulação para o software PSIM e a nível de trabalho de implementação prática, incluindo desenvolvimento de software e de hardware de eletrónica de potência. Deste modo, foi possível cimentar conhecimentos adquiridos ao longo do mestrado integrado, assim como permitiu uma importante aquisição de novos conhecimentos focando o desenvolvimento de eletrónica de potência a nível de protótipos laboratoriais. Ao longo do desenvolvimento desta dissertação adquiriu-se experiência no âmbito de pesquisa de informação, principalmente recorrendo a artigos técnicos e científicos, simulação de circuitos eletrónicos com software dedicado, programação de baixo nível de DSPs, projeto e desenho de PCBs com especificações para sistemas de eletrónica de potência, pesquisa e seleção de componentes eletrónicos, soldadura de componentes eletrónicos, montagem experimental, validação experimental seletiva, aprendizagem e destreza no funcionamento de instrumentos de medida e de análise de energia elétrica (nomeadamente, osciloscópios digitais e analisadores de qualidade de energia elétrica), segurança no trabalho, entre outros.

Por fim, pode-se afirmar que os objetivos desta dissertação de mestrado integrado foram alcançados com sucesso, culminando no desenvolvimento e validação experimental de um protótipo laboratorial de uma nova topologia de conversor unificado com características de filtro ativo paralelo do tipo monofásico. Como referido ao longo da dissertação, o conversor unificado proposto foi validado experimentalmente ligado à rede elétrica de 230 V – 50 Hz, para uma potência máxima de operação de 1,4 kW, e para três modos de

operação distintos: CB, FAP e CB+FAP. Além disso, foi também uma enriquecedora aprendizagem a nível multidisciplinar, com maior ênfase nas áreas da mobilidade elétrica e QEE. Refira-se ainda que, em paralelo com todo o trabalho inerente a esta dissertação, ao longo do ano letivo foi possível a elaboração de um artigo técnico referente ao tema desta dissertação, com objetivo de o submeter ao *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, que é uma revista indexada da SPRINGER e cujos tópicos de publicação estão diretamente relacionados com o trabalho desenvolvido.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Ao longo desta dissertação foram apresentados resultados, concretamente no Capítulo 6 de forma experimental, que comprovam o correto funcionamento do conversor USP para uma tensão nominal da rede elétrica com valor de 230 V RMS. No entanto, apesar dos bons resultados obtidos, de seguida são apresentadas as principais sugestões de trabalho futuro que visam melhorar o desempenho do sistema:

- Aumentar o desempenho do controlo de corrente preditivo através da implementação do valor dinâmico de indutância da bobina de acoplamento à rede elétrica, i.e., realizar os cálculos do controlo com o valor da indutância em função da corrente.
- Aumentar a frequência de comutação com o intuito de possibilitar a sintetização de correntes com melhor qualidade.
- Desenvolvimento de uma única PCB para o sistema de controlo, integrando os circuitos de condicionamento de sinal, deteção de erros e comando, de forma a tornar todo o sistema do conversor USP mais compacto.
- Realizar progressivamente testes com valores de correntes superiores até serem atingidos os valores de potência nominal.
- Conectar aos terminais do barramento CC do conversor FWR, um eventual conversor CC-CC, com o objetivo de controlar os níveis de tensão e corrente para efetuar testes a baterias com diferentes métodos de carregamento.
- Efetuar testes contínuos de robustez ao conversor USP em ambientes diversos.
- Desenvolver uma interface gráfica, com o objetivo de permitir ativar/desativar o conversor USP e escolher o modo de operação pretendido.

Lista de Referências

- [1] J. Sousa, “Sistema bidirecional de carga de baterias para o FEUP VEC,” Master Thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2013.
- [2] Direção-Geral de Energia e Geologia, “ENERGIA em Portugal 2013,” 2015. [Online]. Available: http://www.apren.pt/fotos/newsletter/conteudos/energiapt_2013_dgeg_1433429705.pdf. [Accessed: 10-Dec-2016].
- [3] V. Monteiro, “Desenvolvimento de Sistemas de Carregamento Bidirecionais para Veículos Elétricos com Novos Modos de Operação para Smart Grids,” Doctoral Thesis, Universidade do Minho, 2016.
- [4] John Voelcker, “How Green is My Plug-In.” [Online]. Available: WWW.SPECTRUM.IEEE.ORG. [Accessed: 10-Dec-2016].
- [5] T. Becker, I. Sidhu, and B. Tenderich, “Electric vehicles in the United States: a new model with forecasts to 2030,” *Cent. Entrep. Technol.*, p. 36, 2009.
- [6] J. Gartner, “white paper electric vehicles : 10 Predictions for 2014,” *Journal Article Navigant Research*, 2014.
- [7] L. Silva, F. Seixas, and G. Melo, “conversor CA-CC com elevado fator de potência, sem ponte de diodos, utilizando conversor boost entrelaçado,” *XVIII Congr. Bras. Automática*, no. Mcd, pp. 3106–3113, 2010.
- [8] “Harmonics Standards for Commercial Electronic Products,” 2017. [Online]. Available: <http://www.dbicor>. [Accessed: 05-Jan-2017].
- [9] J. L. Afonso *et al.*, “Projecto SINUS - Tecnologias para Melhoria da Eficiência e da Qualidade de Energia em Sistemas Eléctricos,” *Conferência Int. sobre Energias Renov. Segurança, e Integridade do Sist. Eléctrico, Figueira da Foz, Port. – “ENER’06”*, pp. 89–94, 2006.
- [10] J. Afonso and J. Martins, “Qualidade da energia eléctrica,” *Revista o Electricista*, n° 9, pp. 66–71, 2004.
- [11] B. Jayant Baliga, “evolution and status of smart power technology,” *Proc. Eighth Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, vol. 33, no. November, p. 103345, 2002.
- [12] F. Cavallante, “Harmonic effects on electrical measurement instruments,” *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 1996.
- [13] CENELEC, “Norma Portuguesa NP EN50160, Características da tensão fornecida pelas redes de distribuição pública de energia eléctrica.” [Online]. Available: https://paginas.fe.up.pt/~ee86007/pagina_norma_np_en_50160-2001.htm. [Accessed: 20-Feb-2017].
- [14] C. M. Cerca Magalhães, J. F. Ferreira Pinto, C. A. L. Valente Teixeira, M. M. Pinho Ferreira, and I. M. A. de Moura Teixeira, “Regulamento de Publicação de Atos no Diário da República — II SÉRIE,” *República Portuguesa*, 2006. [Online]. Available: <http://www.erse.pt/pt/electricidade/regulamentos/qualidadedeservico/Documents/RQS-Elect-PT-Mar2006.pdf>. [Accessed: 12-Feb-2017].
- [15] G. Pinto, “Nova Topologia de UPQC sem Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica,” Doctoral Thesis, Universidade do Minho, 2011.
- [16] D. Lineweber and S. McNulty, “The Cost of Power Disturbances to Industrial & Digital Economy Companies,” *EPRI’s Consort. Electr. Infrastruct. a Digit. Soc.*, p. 98, 2001.
- [17] R. Targosz and J. Manson, “Pan-European power quality survey,” *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1–6, 2007.

- [18] P. Ruminot, L. Moran, E. Aeloiza, P. Enjeti, and J. Dixon, "A New Compensation Method for High Current Non- Linear Loads," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2, no. 0, pp. 1480–1485, 2006.
- [19] M. Peterson, B. N. Singh, and P. Rastgoufard, "Active and passive filtering for harmonic compensation," *Proc. Annu. Southeast. Symp. Syst. Theory*, pp. 188–192, 2008.
- [20] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [21] A. R. Dekka, A. R. Beig, and M. Poshtan, "Comparison of passive and active power filters in oil drilling rigs," *11th Int. Conf. Electr. Power Qual. Util.*, pp. 1–6, 2011.
- [22] J. C. Das, "Passive Filters - Potentialities and Limitations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 232–241, 2004.
- [23] V. Khadkikar, A. Chandra, and S. T. D. Nguyen, "Conceptual Study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC)," *IEEE ISIE 2006*, pp. 4–7, 2006.
- [24] D. Committee, I. Power, and E. Society, "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems IEEE Power and Energy Society," vol. 2014, 2014.
- [25] R. D. Henderson and P. J. Rose, "Harmonics: the effects on power quality and transformers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 528–532, 1994.
- [26] R. Christiansen, "Effects of High Levels of Harmonics from Lighting Equipment and Systems," *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1859–1862, 1991.
- [27] G. E. Mog and E. P. Ribeiro, "Total harmonic distortion calculation by filtering for power quality monitoring," *2004 IEEE/PES Transm. Distrib. Conf. Expo.*, no. 1, pp. 2–5, 2004.
- [28] B. J. Baliga, "Trends in power semiconductor devices," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, no. 10, p. 1731, 1996.
- [29] J. S. Subjak and J. S. McQuilkin, "Harmonics -- Causes, effects, measurements, and analysis: An update," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 6, pp. 1034–1042, 1990.
- [30] J. Ware, "Power Factor Correction," *IEE Wiring Matters*, pp. 22–24, 2006.
- [31] "Tarifas e Preços para a Energia Elétrica e Outros Serviços 2014," 2015. [Online]. Available: <http://www.erse.pt/pt/electricidade/tarifaseprecos/tarifasreguladasdeanosanteriores/2014/Documents/Tarifas SE 2014.pdf>. [Accessed: 20-Feb-2017].
- [32] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, 2007.
- [33] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [34] P. Neves, D. Gonçalves, J. G. Pinto, R. Alves, and J. L. Afonso, "Single-Phase Shunt Active Filter Interfacing Renewable Energy Sources with the Power Grid," *Ind. Electron. IECON '09. 35th Annu. Conf. IEEE*, pp. 3264–3269, 2009.
- [35] V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Impact of electric vehicles on power quality in a Smart Grid context," *Proceeding Int. Conf. Electr. Power Qual. Util. EPQU*, pp. 660–665, 2011.
- [36] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Smart charging management for electric vehicle battery chargers," *2014 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2014*, pp. 1–5, 2015.
- [37] V. Monteiro, "Desenvolvimento de um Sistema Inteligente de Carregamento de Baterias," Master Thesis, Universidade do Minho, 2009.
- [38] "Grupo de Eletrónica de Potência e Energia." [Online]. Available: <https://www.gepe.dei.uminho.pt/>. [Accessed: 28-Feb-2017].
- [39] M. F. Rahman, D. Patterson, A. Cheek, and R. Betz, *Power Electronics Handbook*. Third

- Edition, 2011.
- [40] V. Monteiro, H. Gonalves, J. C., and J. L., “Batteries Charging Systems for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *New Adv. Veh. Technol. Automot. Eng.*, pp. 149–168, 2012.
 - [41] F. Nemry, G. Leduc, and A. Muñoz, “Plug-in Hybrid and Battery-Electric Vehicles: State of the research and development and comparative analysis of energy and cost efficiency,” *Jt. Res. Cent.*, p. 52, 2009.
 - [42] “Projecto SINUS, ‘Filtro Activo Paralelo Monofásico.’” [Online]. Available: <http://www.sinus-pq.dei.uminho.pt/>. [Accessed: 28-Feb-2017].
 - [43] M. Mansouri, S. H. A. Kaboli, J. Selvara, and N. A. Rahim, “A Review of Single Phase Power Factor Correction,” *2013 IEEE Conf. Clean Energy Technol.*, pp. 389–394, 2013.
 - [44] J. A. Pomílio, “Cap. 3. Conversores CA-CC - Retificadores.” *Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica*, pp. 1–33, 2014.
 - [45] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 641–660, 2004.
 - [46] W. H. and Bataresh I., “Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction,” *IEEE Southcon Proc. 1998*, pp. 348–353, 1998.
 - [47] A. De Bastiani Lange, T. B. Soeiro, M. S. Ortmann, and M. L. Heldwein, “Three-level single-phase bridgeless PFC rectifiers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 2935–2949, 2015.
 - [48] H. Ma, Y. Ji, and Y. Xu, “Design and analysis of single-stage power factor correction converter with a feedback winding,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1460–1470, 2010.
 - [49] F. Beltrame, L. Roggia, L. Schuch, and J. R. Pinheiro, “A comparison of high power single-phase power factor correction pre-regulators,” *2010 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 625–630, 2010.
 - [50] B. R. Lin and H. H. Lu, “A novel pwm scheme for single-phase three-level power-factor-correction circuit,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 2, pp. 245–252, 2000.
 - [51] R. Srinivasan and R. Oruganti, “A unity power factor converter using half-bridge boost topology,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 487–500, 1998.
 - [52] G. Moschopoulos, “A Simple AC-DC PWM Full-Bridge Converter with Integrated Power-Factor Correction,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 6, pp. 1290–1297, 2003.
 - [53] N. Wong and M. Kazerani, “A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles,” *2012 25th IEEE Can. Conf. Electr. Comput. Eng. Vis. a Greener Futur. CCECE 2012*, pp. 0–5, 2012.
 - [54] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “A novel concept of unidirectional bridgeless combined boost-buck converter for EV battery chargers,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2015–Septe, pp. 190–195, 2015.
 - [55] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, “Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles,” *Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), Annual IEEE*, pp. 2066–2072, 2010.
 - [56] J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, J. H. Kim, and J. W. Baek, “Single-phase bidirectional AC-DC boost rectifier for DC distribution system,” *5th IEEE Annu. Int. Energy Convers. Congr. Exhib.*, pp. 544–549, 2013.
 - [57] S. H. Kim and F. S. Kang, “Bidirectional converter unifying ac-to-dc power factor corrected converter and buck-boost dc-to-dc converter for a V2H application,” *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 814–817, 2013.
 - [58] A. N. Arvindan and V. K. Sharma, “HCC PWM Control of the Single-Phase Bi- Directional

- Buck Converter giving IEEE 519 Compliance at any Power Factor,” *7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 249–256, 2007.
- [59] V. F. PIRES and J. F. SILVA, “A New Fully Controlled Single Phase PFC Buck Topology,” *Work. Pap. Inst. Super. Técnico, Lisboa*, 1999.
- [60] M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, “Examination of a PHEV bidirectional charger system for V2G reactive power compensation,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 458–465, 2010.
- [61] V. Monteiro *et al.*, “Assessment of a battery charger for Electric Vehicles with reactive power control,” *IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 5142–5147, 2012.
- [62] M. Delshad and H. Farzanehfard, “A new isolated bidirectional buck-boost PWM converter,” *PEDSTC 2010 - 1st Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf.*, pp. 41–45, 2010.
- [63] S. J. Park, F. S. Kang, M. H. Lee, and C. U. Kim, “A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 831–843, 2003.
- [64] T. Santos, J. G. Pinto, P. Neves, D. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Comparison of three control theories for single-phase active power filters,” *IECON Proc. Ind. Electron. Conf.*, pp. 3637–3642, 2009.
- [65] N. Bianchi and M. Dai Pre, “Active power filter control using neural network technologies,” *IEE Proceedings-Electric Power Appl.*, vol. 150, no. 2, pp. 139–145, 2003.
- [66] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellán-García, S. Seguí-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, “Improved shunt active power compensator for IEEE standard 1459 compliance,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, 2010.
- [67] M. Depenbrock, “The FBD-Method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, 1993.
- [68] V. Staudt, “Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory,” *2008 Int. Sch. Nonsinusoidal Curr. Compens.*, pp. 1–12, 2008.
- [69] M. Aredes and E. H. Watanabe, “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, no. 3, pp. 1649–1656, 1995.
- [70] M. T. Haque, “Single-Phase PQ Theory for Active Filters,” *IEEE Reg. 10 Conf. Comput. Commun. Control Power Eng.*, no. 98, pp. 1941–1944, 2002.
- [71] L. A. C. Student, I. A. Medina-rios, and S. Member, “Selective Harmonic Current Mitigation with a Shunt Active Power Filter,” *North Am. Power Symp.*, 2012.
- [72] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Simplified control method for the single-phase active power filter,” *Proc. 2003 Int. Symp. Circuits Syst. 2003. ISCAS '03.*, vol. 3, no. 3, p. 219, 2003.
- [73] M. K. Mishra, P. K. Linash, and S. Member, “A Fast Transient Response Single Phase Active Power Filter,” *TENCON IEEE Reg. 10*, no. 2, 2005.
- [74] W. M. Grady, A. H. Noyola, and M. J. Samotyj, “Survey of active power line conditioning methodologies,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 5, no. 3, pp. 1536–1542, 1990.
- [75] D. Sian and D. Jiang, “A Current Control Scheme for Grid-connected Inverter,” *Int. Conf. Electr. Mach. Syst. Oct. 26-29, 2013, Busan, Korea*, pp. 1614–1618, 2013.
- [76] V. Monteiro, J. C. Ferreira, D. Pedrosa, M. J. Sepúlveda, J. C. A. Fernandes, and J. L. Afonso, “Controlo 2016,” *Control. Port. Conf. Autom. Control. Guimarães*, 2016.
- [77] R. Miranda, “Modelamento da malha de controle da corrente em conversores de potência modulados por largura de pulso,” Master Thesis, universidade São Paulo, 2012.
- [78] L. Andrade, “Estudo Sobre Controladores de Corrente Implementados Digitalmente,” Thesis,

- universidade federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [79] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998.
- [80] W. Stefanutti and P. Mattavelli, "Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 763–769, 2006.
- [81] M. a. Elsaharty, M. S. Hamad, and H. a. Ashour, "Digital hysteresis current control for grid-connected converters with LCL filter," *IECON 2011 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 4685–4690, 2011.
- [82] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter," *2013 Int. Conf. Power, Energy Control*, pp. 310–315, 2013.
- [83] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1519–1525, 2014.
- [84] D. M. Brod, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, vol. I, no. 4, pp. 562–570, 1985.
- [85] X. L. Li, J. G. Park, and H. B. Shin, "Comparison and evaluation of anti-windup PI controllers," *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 45–50, 2011.
- [86] P. T. Prathapan, M. Chen, and J. Sun, "Feedforward current control of boost-derived single-phase PFC converters," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 3, no. 2, pp. 1716–1722, 2005.
- [87] G. H. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, and D. G. Holmes, "An improved robust predictive current regulation algorithm," *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2, no. 6, pp. 1058–1063, 2003.
- [88] G. A. V. Caceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, and J. F. P. Suarez, "Active power filters: A comparative analysis of current control techniques," *Ieee Andescon*, pp. 1–6, 2010.
- [89] J. Zhang, "Advanced Pulse Width Modulation Controller ICs for Buck DC-DC Converters," Thesis, University of California, 2006.
- [90] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam, "Different PWM Modulation Techniques Indexes Performance Evaluation," *ISIE '93 - Budapest IEEE Int. Symp. Ind. Electron. Conf. Proc.*, pp. 193–199, 1993.
- [91] T. Porselvi and R. Muthu, "Comparison of cascaded H-bridge, neutral point clamped and flying capacitor multilevel inverters using multicarrier PWM," *Proc. - 2011 Annu. IEEE India Conf. Eng. Sustain. Solut. INDICON-2011*, 2011.
- [92] A. Namboodiri and H. Wani, "Unipolar and Bipolar PWM Inverter," *IJIRSRT - Int. J. Innov. Res. Sci. Technol.*, vol. 1, no. 7, p. 7, 2014.
- [93] K. Rahman, A. Tariq, and F. I. Bakhsh, "Modeling and analysis of multilevel inverters using unipolar and bipolar switching schemes," *Adv. Eng. Sci. Manag. (ICAESM), 2012 Int. Conf.*, pp. 466–471, 2012.
- [94] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A new phase-locked loop (PLL) system," *Proc. 44th IEEE Midwest Symp. Circuits Syst.*, vol. 1, pp. 421–424, 2001.
- [95] Traco power, "Enclosed Power Supplies, TXL series," June, 2013. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1723810.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [96] C. Technologies, "ChenYang Hall Effect Voltage Sensor CYHVS025A," 2016. [Online]. Available: <http://www.hallsensors.de/CYHVS025A.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [97] LEM, "Current Transducer LA 100-P / SP13 Electrical data," *Components*, 2010. [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/la_100-p_e_.pdf. [Accessed: 25-Aug-2017].

- [98] Maxim, “Datasheet MAX1320,8-/4-/2-Channel, 14-Bit, Simultaneous-Sampling ADCs,” 2008. [Online]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1316-MAX1326.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [99] Texas Instruments, “Datasheet tlv5610,8-Channel, 12-/10-/8-Bit, 2.7-V to 5.5-V Low Power Digital-to-Analog Converter with Power Down,” 2008. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv5610.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [100] Texas Instruments, “C2000 Real-Time Microcontrollers,TMDSCNCD28335-Texas-Instruments-datasheet,” 2011. [Online]. Available: <https://pt.scribd.com/document/68658694/C2000-Real-Time-Micro-Controllers>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [101] Texas Instruments, “TMS320F2833x , TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs),” 2016. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28234.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [102] Texas Instruments, “C2000™ DIMM100 Experimenter’s Kit Overview,” 2017. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/sprufr5h/sprufr5h.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [103] Fairchild, “FGA25N120ANTD 1200V NPT Trench IGBT,” 2006.
- [104] Littelfuse, “DUR6060W Ultrafast Recovery Rectifier,” 2015. [Online]. Available: http://m.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/power_semiconductors/littelfuse_power_semiconductor_ultrafast_rectifier_dur6060w_datasheet.pdf. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [105] Panasonic, “Aluminum Electrolytic Capacitors/ HC Snap-in Type,” 2012. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1739507.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [106] HP, “Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler.” [Online]. Available: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.523-163.1.pdf>. [Accessed: 25-Aug-2017].
- [107] Mura, “MEA1D1515SC-MEA1 Series MEA1 Series,” 2010. [Online]. Available: https://power.murata.com/data/power/ncl/kdc_mea.pdf. [Accessed: 25-Aug-2017].